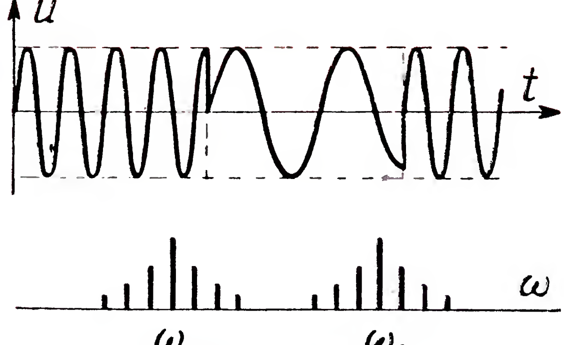
Библиотека по автоматике

Б. Я. Жуховицкий

СИГНАЛЫ ТЕЛЕМЕХАНИКИ И ИХ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ



ГОСЭНЕРГОИЗДАТ

БИБЛИОТЕКА ПО АВТОМАТИКЕ

Выпуск 81

Б. Я. ЖУХОВИЦКИЙ

СИГНАЛЫ ТЕЛЕМЕХАНИКИ И ИХ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ



ГОСУДАРСТВЕННОЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО

МОСКВА 1963 ЛЕНИНГРАД

ЭЭ-5(4)-3
УДК 621.376.0+621.391.3
Ж 83

В книге рассмотрены спектры периодических и непериодических сигналов устройств телемеханики, а также методы и схемы модуляции, используемые в аппаратуре телемеханики для согласования спектров сигналов с полосами пропускания предоставленных каналов связи.

Книга рассчитана на широкий круг лиц, интересующихся телемеханикой, в особенности на инженерно-технических работников, не имеющих специальной подготовки в области телемеханики, и студентов старших курсов, специализирующихся в области автоматизации и телемеханизации производства.

ПРЕДИСЛОВИЕ

С развитием и внедрением в различные области техники систем телеизмерения, телесигнализации и телеуправления необходимо передавать информацию на все большие расстояния и во все большем объеме. В подавляющем числе телемеханических устройств информация передается по каналам связи при помощи электрических сигналов (напряжений, токов, электромагнитных волн). Для передачи сигналов телемеханических устройств используются воздушные и кабельные линии телефонной и телеграфной связи, линии электропередачи, распределительные электрические сети и линии радиосвязи, в том числе радиорелейные.

Стоимость линий связи или обработки линий электропередачи очень часто превышает стоимость телемеханической аппаратуры. Поэтому применяется многоканальная связь с частотным или временным разделением сигналов телеуправления отдельными объектами, сигналов телеизмерения различных параметров (физических величин), сигналов состояния контролируемых объектов и сигналов диспетчерской телефонной связи.

При выборе способа передачи телемеханической информации стоимость сооружения канала связи служит важным критерием. Однако решающим условием в большинстве случаев является надежность связи, т. е. мера соответствия принятых сообщений переданной информации.

Надежность связи зависит от технической исправности аппаратуры канала, от вида и интенсивности помех, действующих в канале, от линейных и нелинейных искажений сигналов в канале связи. Степень искажения сигналов при их передаче по выбираемому каналу связи и помехоустойчивость относительно каждого вида помех определяются основными характеристиками сигналов: длительностью, мощностью и прежде всего полосой частот.

В этой работе рассмотрены спектры различных сигналов телемеханики, а также электросвязи до модуляции и после модуляции, необходимой для согласования полосы частот сигнала с полосой пропускания канала, особенно при многоканальной связи, описаны типичные схемы модуляторов и демодуляторов, применяемых в аппаратуре многоканальной связи. Кроме того, приводятся краткие сведения о полосах пропускания воздушных и кабельных линий электропередачи, распределительных сетей и линий электропроводной связи.

Настоящий выпуск дополняет серию книг «Библиотека по автоматике», посвященную передаче телемеханической информации: В. С. Малов, Телемеханика (вып. 13); Р. Р. Васильев и Г. А. Шастова, Передача телемеханической информации (вып. 19); В. А. Ильин, Системы телемеханики для рассредоточенных объектов (вып. 15); А. А. Ильин, Разветвленные силовые сети как каналы связи для телемеханики (вып. 38); Я. А. Купершмидт, В. С. Малов, А. М. Пшеничников, Современные телеизмерительные системы (вып. 44).

Автор

СОДЕРЖАНИЕ

ГЛАВА ПЕРВАЯ

СИГНАЛЫ И КАНАЛЫ ТЕЛЕМЕХАНИКИ И СВЯЗИ

1. ПЕРИОДИЧЕСКИЕ ФУНКЦИИ И РЯД ФУРЬЕ

В аппаратуре автоматики и телемеханики, проводной и радиосвязи довольно часто встречаются периодические напряжения и токи синусоидальной и несинусоидальной форм.

Синусоидальные (гармонические) напряжения создают генераторы несущих колебаний в аппаратуре с амплитудным, частотным и фазовым методами модуляции, генераторы многочастотных систем телеуправления, передатчики частотных систем телеизмерения и др.

График напряжения синусоидальной формы

$$u = U_m \sin(\Omega_1 t + \psi_1)$$

показан на рис. 1. Здесь U_m — амплитуда, $\Omega_1 = \frac{2\pi}{T}$ — угловая частота, T — период, ψ_1 — начальная фаза (на рисунке выбрано $\psi_1 > 0$). Это же напряжение можно записать иначе:

$$u = U_m \cos(\Omega_1 t + \varphi_1),$$

где $\varphi_1 = \frac{\pi}{2} - \psi_1$.

Периодические несинусоидальные напряжения создают импульсные генераторы, генераторы гармоник, выпрямители, нелинейные элементы в цепях синусоидального тока, различные датчики и многие другие устройства. На рис. 2 показан, например, график периодического несинусоидального напряжения, которое получается при непрерывно повторяющейся зарядке и разрядке конденсатора через активное сопротивление. Аналитически в общем виде это напряжение, как и другие периодические функции, можно записать так:

$$u(t) = f(t) = f(t + nT),$$

где T — период;

n — любое целое положительное или отрицательное число.

Функции $f(t)$, конечно, не одинаковы для напряжений различной формы.

Так, для напряжения на рис. 2

$$f(t)=\begin{cases} U_0-(U_0-U_2)\,e^{-\alpha_1 t} & \text{при } 0\leqslant t\leqslant t_1; \\ U_1 e^{-\alpha_2(t-t_1)} & \text{при } t_1\leqslant t\leqslant T. \end{cases}$$

Здесь U_0 — напряжение, до которого зарядится конденсатор, если зарядка продолжится теоретически бесконечно долго; коэффициенты α_1 и α_2 показывают скорость зарядки и разрядки и зависят от емкости конденсатора и величин активных сопротивлений цепей зарядки и разрядки.

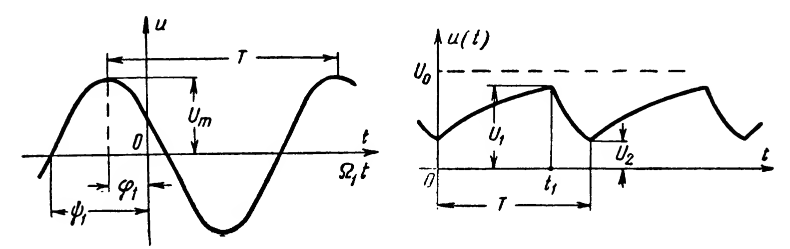


Рис. 1. Синусоидальное напряжение.

Рис. 2. Периодическое несинусоидальное напряжение.

а) Ряд Фурье в тригонометрической форме

Периодические функции $f(t)$, как известно, раскладываются в ряд Фурье, причем ограничения, накладываемые условиями Дирихле на функции $f(t)$, для напряжений и токов аппаратуры телемеханики и связи несущественны:

$$f(t)=C_0+C_1\sin(\Omega_1 t+\psi_1)+C_2\sin(2\Omega_1 t+\psi_2)+$$
$$+C_3\sin(3\Omega_1 t+\psi_3)+\ldots=C_0+\sum_{k=1}^{\infty}C_k\sin(k\Omega_1 t+\psi_k). \qquad (1)$$

Это разложение показывает, что периодическое напряжение (ток) произвольной формы можно представить состоящим из напряжения постоянной величины C_0 и бесконечного числа гармонических (синусоидальных) колебаний с амплитудами C_k, частотами $k\Omega_1$ и начальными фазами ψ_k. Частота основного гармонического колебания $\Omega_1 (k=1)$ равна частоте повторения периодического напряжения $\Omega_1=\frac{2\pi}{T}$, частоты других колебаний $(k>1)$ кратны частоте Ω_1. Гармоническое колебание $C_1\sin(\Omega_1 t+\psi_1)$ называется **первой** или **основной гармоникой**, а остальные колебания — **высшими гармониками**.

Ряд Фурье можно записать и с косинусоидальными функциями вместо синусоидальных

$$f(t)=D_0+\sum_{k=1}^{\infty}D_k\cos(k\Omega_1 t+\varphi_k) \qquad (2)$$

или в виде суммы двух рядов косинусоидальных и синусоидальных составляющих без начальных фаз

$$f(t) = A_0 + \sum_{k=1}^{\infty} A_k \cos k\Omega_1 t + \sum_{k=1}^{\infty} B_k \sin k\Omega_1 t. \qquad (3)$$

Очевидно, что $D_0 = C_0 = A_0$; $A_k = D_k \cos \varphi_k = C_k \sin \psi_k$; $B_k = -D_k \sin \varphi_k = C_k \cos \psi_k$ и, наоборот,

$$D_k = C_k = \sqrt{A_k^2 + B_k^2}; \qquad \operatorname{tg} \varphi_k = \frac{-B_k}{A_k}, \ \operatorname{tg} \psi_k = \frac{A_k}{B_k},$$

т. е. $\psi_k + \varphi_k = \pi/2$.

Чтобы разложить периодическую функцию в ряд Фурье, нужно тем или иным путем определить амплитуды и начальные фазы всех гармоник, а также постоянную составляющую.

Аналитически разложение выполняется по формулам:

$$A_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(t)\, dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(t)\, d\Omega_1 t; \qquad (4а)$$

$$A_k = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos k\Omega_1 t\, dt = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \cos k\Omega_1 t\, dt = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \cos k\Omega_1 t\, d\Omega_1 t; \qquad (4б)$$

$$B_k = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin k\Omega_1 t\, dt = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \sin k\Omega_1 t\, dt = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \sin k\Omega_1 t\, d\Omega_1 t. \qquad (4в)$$

Известны также графические методы разложения в ряд Фурье при помощи приближенных выражений или шаблонов.

Если периодическое напряжение, ток или сигнал представлены рядом Фурье, то расчет линейной электрической цепи, а также анализ работы аппаратуры телемеханики и связи при действии такого напряжения, тока или сигнала можно во многих случаях заменить расчетом и анализом при действии отдельных гармонических (синусоидальных или косинусоидальных) составляющих.

б) Ряд Фурье в комплексной форме

Цепи синусоидального тока обычно рассчитываются символическим (комплексным) методом. Поэтому и ряд Фурье записывают в комплексной форме

Заменим в ряде (3) косинус и синус по формулам Эйлера:

$$\cos k\Omega_1 t = \frac{e^{jk\Omega_1 t} + e^{-jk\Omega_1 t}}{2};$$

$$\sin k\Omega_1 t = \frac{e^{jk\Omega_1 t} - e^{-jk\Omega_1 t}}{2j}.$$

Тогда получим:

$$f(t) = A_0 + \sum_{k=1}^{\infty} \left[\frac{1}{2}(A_k - jB_k)\, e^{jk\Omega_1 t} + \frac{1}{2}(A_k + jB_k)\, e^{-jk\Omega_1 t} \right].$$

Вводя комплексные амплитуды $\dot{D}_k = \frac{A_k - jB_k}{2}$ и их сопряженные значения $\overset{*}{D}_k = \frac{A_k + jB_k}{2}$, а также обозначая $D_0 = A_0$, найдем, что

$$f(t) = D_0 + \sum_{k=1}^{\infty} \dot{D}_k e^{jk\Omega_1 t} + \sum_{k=1}^{\infty} \overset{*}{D}_k e^{-jk\Omega_1 t} \qquad (5)$$

или сокращенно

$$f(t) = \sum_{k=-\infty}^{k=\infty}{}' \dot{D}_k e^{jk\Omega_1 t} = \sum_{k=-\infty}^{k=\infty} \dot{D}_k e^{j\Omega_k t}, \qquad (6)$$

где $\dot{D}_0 = D_0$; $\dot{D}_{-k} = \overset{*}{D}_k$; $\Omega_k = k\Omega_1$ — частота k-й гармоники.

При такой записи ряда Фурье периодическая функция заменяется суммой гармонических колебаний как с положительными частотами ($k>0$), так и с отрицательными частотами ($k<0$). Надо подчеркнуть, что отрицательные частоты не имеют физического смысла. Они появляются в результате применения символического метода расчета и анализа электрических цепей.

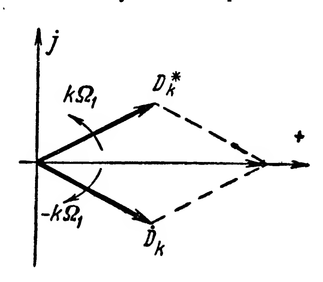


Рис. 3. Векторная диаграмма комплексно сопряженных величин.

Действительно, каждое слагаемое первого ряда в выражении (5) можно представить как вектор на комплексной плоскости (рис. 3), вращающийся с частотой $k\Omega_1$ (т. е. в положительном направлении отсчета углов — против направления движения часовой стрелки). Каждое слагаемое второго ряда — вектор, вращающийся в обратном направлении. Так как $\dot{D}_k$ и D^*_k — комплексно сопряженные величины, то сумма двух векторов в любой момент времени дает вектор, направленный по действительной оси, т. е. k-ю гармоническую составляющую действительной функции времени $f(t)$.

Отрицательная частота $-k\Omega_1$ только указывает направление вращения вектора.

Комплексная амплитуда $\dot{D}_k$ определяется по формуле

$$\dot{D}_k = D_k e^{j\varphi_k} = \frac{1}{2}(A_k - jB_k) = \frac{1}{T}\int\limits_{-T/2}^{T/2} f(t)\,[\cos k\Omega_1 t - j\sin k\Omega_1 t]\,dt = \frac{1}{T}\int\limits_{-T/2}^{T/2} f(t)\,e^{-jk\Omega_1 t}\,dt = \frac{\Omega_1}{2\pi}\int\limits_{-T/2}^{T/2} f(t)\,e^{-j\Omega_k t}\,dt. \quad (7)$$

Здесь D_k — модуль (величина) комплексной амплитуды;

φ_k — аргумент комплексной амплитуды или начальная фаза гармонического колебания.

В частности, при $k = 0$

$$D_0 = \frac{1}{T}\int\limits_{-T/2}^{T/2} f(t)\,dt. \quad (8)$$

2. СПЕКТРЫ ПЕРИОДИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

Представить периодический сигнал с заданным периодом T рядом Фурье—это значит найти амплитуды и начальные фазы всех его гармонических составляющих. Совокупность амплитуд называют *спектром амплитуд* сигнала, а совокупность начальных фаз—*спектром фаз* сигнала. Когда говорят об определении спектра периодического сигнала, напряжения или тока, то имеют в виду именно разложение в ряд Фурье. В общем случае необходимо найти как спектр амплитуд сигнала, так и спектр фаз сигнала. Во многих частных случаях достаточно бывает рассчитать только спектр амплитуд сигнала, который для краткости иногда называют просто спектром.

Составим спектр периодической последовательности прямоугольных импульсов (рис. 4,*а*). Напряжение такой формы нередко действует в каналах связи и часто рассматривается как стандартный периодический сигнал при исследовании передачи информации по каналам связи.

По формулам (4) для этого сигнала

$$A_0 = \frac{1}{T}\int\limits_{-\tau/2}^{\tau/2} U\,dt = U\frac{\tau}{T};$$

$$A_k = \frac{2}{T}\int\limits_{-\tau/2}^{\tau/2} U\cos k\Omega_1 t\,dt = \frac{2U}{k\pi}\sin k\frac{\tau}{T}\pi;$$

$B_k = 0$, т. е. $\varphi_k = 0$.

Следовательно, напряжение можно представить рядом Фурье:

$$u(t) = U\left[\frac{\tau}{T} + \frac{2}{\pi}\left(\sin\frac{\tau}{T}\pi\cos\Omega_1 t + \frac{1}{2}\sin 2\frac{\tau}{T}\pi\cos 2\Omega_1 t + \right.\right.$$

$$\left.\left. + \frac{1}{3}\sin 3\frac{\tau}{T}\pi\cos 3\Omega_1 t + \ldots\right)\right] =$$

$$= U\frac{\tau}{T}\left[1 + \sum_{k=1}^{\infty} 2\frac{\sin\frac{k\Omega_1\tau}{2}}{\frac{k\Omega_1\tau}{2}}\cos k\Omega_1 t\right]. \qquad (9)$$

Спектр амплитуд сигнала, т. е. совокупность величин A_k, изображают графически в виде спектральных линий, длины которых пропорциональны амплитудам гармоник (рис. 5). Такой спектр называют линейчатым или дискретным (прерывистым).

У периодических сигналов расстояния между соседними спектральными линиями одинаковы и равны частоте основной (первой) гармоники $\Omega_1 = 2\pi/T$ (частоты высших гармоник кратны основной

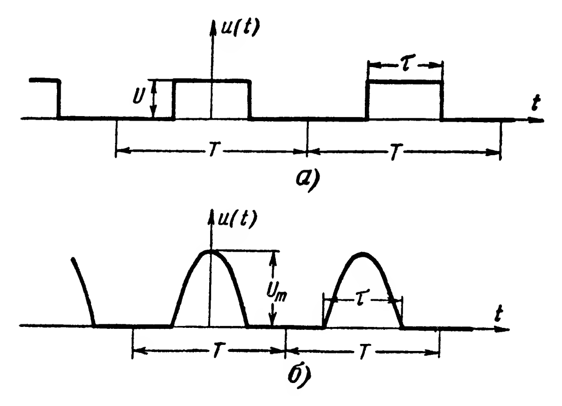


Рис. 4. Периодически повторяющиеся импульсы.
а — прямоугольные; *б* — косинусоидальные.

частоте). Амплитуды некоторых гармонических составляющих могут быть, конечно, и равны нулю (четных гармоник на рис. 5,*а*, где принято $\tau = T/2$ и $U = 1$, 6-й, 12-й, 18-й, ... гармоник на рис. 5,*б*, где принято $\tau = T/6$ и $U = 1$).

С изменением длительности импульса τ при том же периоде следования импульсов T или с изменением периода T при постоянной длительности τ спектр существенно преобразуется. Если длительность импульсов растет, то увеличивается удельный вес постоянной составляющей и гармоник с небольшими порядковыми номерами, а удельный вес высших гармоник падает. Это видно из

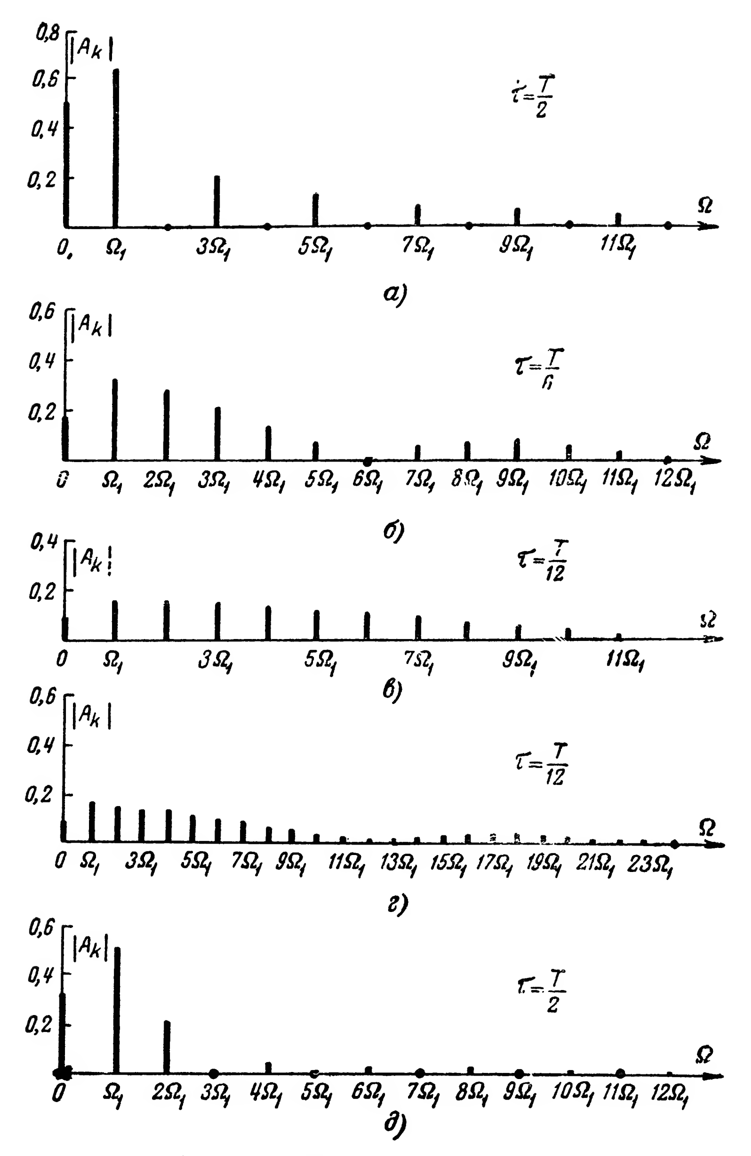


Рис. 5. Спектры периодически повторяющихся импульсов.
а — прямоугольных при $\tau=T/2$; *б* — прямоугольных при $\tau=T/6$; *в* и *г* — прямоугольных при $\tau=T/12$; *д* — косинусоидальных при $\tau=T/2$.

сравнения спектров рис. 5,*б* и *а*. В последнем случае напряжение записывается в виде знакочередующегося ряда

$$u = \frac{U}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2}{\pi} \cdot \frac{U}{k} (-1)^{\frac{3k+1}{2}} \cos k\Omega_1 t, \qquad (10)$$

где $k=1$, 3, 5, 7,... Например, 9-я гармоника спектра рис. 5,*б* составляет 22% от амплитуды основной гармоники, а та же гармоника спектра рис. 5,*а*—только 11%. Если, наоборот, уменьшить длительность импульсов τ, то удельный вес гармоник с небольшим порядковым номером уменьшается, а удельный вес высших гармоник растет (рис. 5,*в* где выбрано $\tau=T/12$).

При изменении не длительности импульсов, а периода их повторения спектр амплитуд становится реже или гуще. Например, с увеличением периода T основная частота уменьшается ($\Omega_1=2\pi/T$) и спектр становится гуще (рис. 5,*г*). Удельный вес гармоник спектра на рис. 5,*г* такой же, как на рис. 5,*в*, так как оба спектра построены при одинаковом отношении $T/\tau=12$.

Спектры периодических несинусоидальных напряжений различной формы, но с одинаковым периодом T содержат одни и те же гармонические составляющие (основную гармонику и кратные ей высшие гармоники). Однако амплитуды гармонических составляющих, конечно, различны для разных напряжений. Например, на рис. 4,*б* показан график напряжения после однополупериодного выпрямления (у косинусоидального напряжения срезаны отрицательные полуволны так, что получилась периодическая последовательность косинусоидальных импульсов с $\tau=T/2$). На рис. 5,*д* изображен спектр амплитуд этого напряжения при $U_m=1$. На рис. 5,*а*, как указывалось, дан спектр амплитуд также периодической последовательности импульсов при том же периоде T и $\tau=T/2$, но прямоугольной формы. Как ясно из сопоставления рис. 5,*д* и *а*, спектры последовательности импульсов разной формы существенно отличаются. В рассмотренном примере это различие особенно подчеркивается тем, что спектр на рис. 5,*а* содержит, кроме постоянной составляющей и первой гармоники, только нечетные высшие гармоники (Ω_3, Ω_5,...), а спектр на рис. 5,*д*—только четные (Ω_2, Ω_4,...).

3. НЕОБХОДИМАЯ ШИРИНА ПОЛОСЫ ЧАСТОТ ПЕРИОДИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

а) Сигналы с необходимой шириной полосы частот менее 200 *гц*

В телеизмерении уже с 20-х годов применяются частотно-импульсные системы, в которых величина измеряемого параметра преобразуется в частоту импульсов постоянного тока. Сигналы таких систем в виде однополярных импульсов и показаны на рис. 4,*а*. В зависимости от величины измеряемого параметра изменяется частота следования импульсов Ω_1 или период $T=2\pi/\Omega_1$. Длительность импульсов τ обычно составляет половину периода T, т. е. получается спектр, представленный на рис. 5,*а*. В случае двухполярных импульсов (рис. 6) получается такой же спектр, как на рис. 5,*а*, в котором только отсутствует постоянная составляющая.

В действительности измеряемая величина все время изменяется, следовательно, не остаются постоянными частота следования импульсов или период T. Так, например, в телеизмерительных системах, разработанных ЦЛЭМ Мосэнерго и ЦНИИКА [Л. 1], частота следования импульсов может изменяться в пределах от 4 до 20 *гц* (это означает, что наибольшая скорость передачи равна $1/\tau = 2/T = 2 \cdot 20 = 40$ *бод*). Строго говоря, такой сигнал нельзя считать периодическим и определять спектр простым разложением в ряд Фурье. Однако при малой скорости изменения измеряемого параметра по сравнению со скоростью передачи можно принять сигнал практически периодическим и рассчитывать спектральные составляющие по формулам (4) или (7) и (8) [см. также далее § 5].

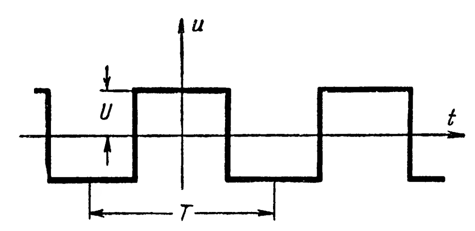


Рис. 6. Двухполярные прямоугольные импульсы.

Теоретически для большинства периодических функций спектр не ограничен, т. е. для передачи сигналов по каналу связи без искажений *необходима бесконечно большая полоса частот*. Практически все каналы связи имеют ограниченную полосу пропускания и форма сигналов при передаче по каналу искажается. Чем у́же спектр сигнала, передаваемого по каналу связи, тем заметнее искажение формы сигнала. Так, например, на рис. 7 показана форма передаваемого сигнала при ограничении спектра частотой Ω_1 (рис. 7,*а*), $\Omega_3 = 3\Omega_1$ (рис. 7,*б*), $\Omega_5 = 5\Omega_1$ (рис. 7,*в*) и отсутствии фазовых искажений (сдвига по фазе между гармоническими составляющими). Практически для сохранения достаточно крутого фронта импульсов (достаточного, чтобы импульс был зафиксирован в приемнике при обычном уровне помех) часто выбирают полосу частот $5\Omega_1$ или даже $3\Omega_1$. При таком ограничении спектра в телеизмерительных системах, разработанных ЦЛЭМ и ЦНИИКА, при наибольшей частоте следования импульсов 20 *гц* необходима полоса $F = 5 \cdot 20 = 100$ *гц* или даже $F = 3 \cdot 20 = 60$ *гц*.

В кодово-импульсных системах телеизмерения двоичных, двоично-десятичных или единично-десятичных каждая кодовая комбинация состоит из определенной последовательности прямоугольных импульсов и пауз. Кодовая комбинация, соответствующая величине измеряемого параметра, может периодически передаваться по каналу связи. Спектр такого сигнала зависит, конечно, от того, какая именно кодовая комбинация передается. Но самым главным фактором, определяющим удельный вес высших гармоник спектра, как и во время-импульсных системах телеизмерения, остается *наибольшая частота следования импульсов* или скорость передачи. Поэтому и для кодово-импульсных систем при определении практически необходимой ширины полосы частот выбирают стандартный сигнал

в виде периодической последовательности импульсов (рис. 4,*а* или *б*) с периодом $T=2\tau$. В этом случае наибольшая частота следования импульсов $\Omega_{макс}=2\pi/T$ и частота основной гармоники спектра $\Omega_1=\Omega_{макс}$. Например, в системе телеизмерения, разработанной ВНИИЭ [Л. 2], скорость передачи 80 *бод*, т. е. длительность импульса $\tau=1/80=12,5$ *мсек*, наименьший период следования $T=25\cdot10^{-3}$ *сек*, а наибольшая частота $10^3/25=40$ *гц*. Необходимая ширина полосы частот сигнала с передачей 3-й гармоники $F=3\cdot40=120$ *гц*.

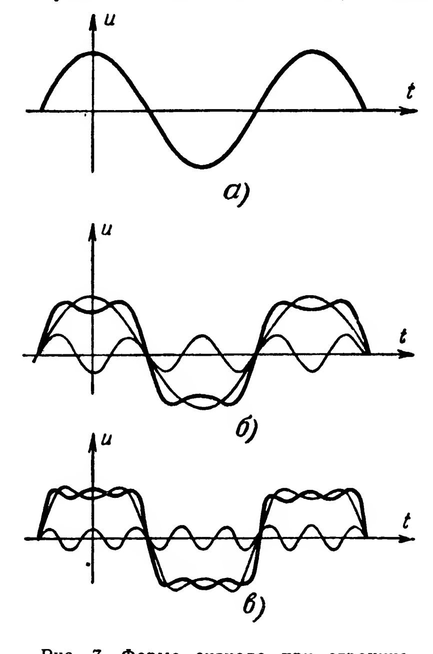


Рис. 7. Форма сигнала при ограничении спектра последовательности прямоугольных импульсов.

а — первой гармоникой; *б* — третьей гармоникой; *в* — пятой гармоникой.

В многоканальных системах телеизмерения возможны циклическое подключение датчиков и передача каждой кодовой комбинации параллельным способом, т. е. одного и того же разряда кодовых комбинаций всех датчиков по отдельному каналу. И в этом случае практически необходимая полоса частот определяется по длительности импульса τ.

К кодово-импульсным системам относятся и современные телеграфные аппараты для передачи телеграмм двоичным пятиэлементным кодом Бодо. При телеграфировании постоянным током скорость передачи, как правило, не превышает 50 *бод*, т. е. $\tau=20$ *мсек*, $T=40$ *мсек* и необходимая ширина полосы с передачей 3-й гармоники $F=3\cdot10^3/40=75$ *гц*.

Простейшие телеграфные аппараты работают кодом Морзе. В этом случае при средней скорости передачи 20 слов в минуту необходимая полоса частот составляет всего 30 *гц*. Действительно, средняя длина слова русского языка 6 букв, средняя длительность одной буквы в 10 раз больше длительности самых коротких элементов сигнала — паузы между точками и тире в букве и самой точки!

Поэтому длительность точки $\tau=\dfrac{1}{20\cdot6\cdot10/60}=\dfrac{1}{20}$ *сек*. Наименьший период $T=\dfrac{1}{10}$ *сек*, наибольшая частота 10 *гц* и ширина полосы $F=3\cdot10=30$ *гц*.

Таким образом, для многих промышленных частотно-импульсных и кодово-импульсных систем телемеханики, как и для передачи сигналов телеграфа по проводам, оказывается достаточной полоса частот канала связи менее 100—200 *гц*.

б) Сигналы с необходимой шириной полосы частот порядка единиц герц

В телеизмерении нередко применяются время-импульсные системы с периодом следования импульсов T от 1 до 60 *сек* (длиннопериодные) или менее 1 *сек* (короткопериодные). В этих системах величина измеряемого параметра преобразуется в пропорциональную ей длительность импульсов τ периодической последовательности (рис. 4). Например, во время-импульсной системе, разработанной ЦНИИКА [Л. 1], при изменении расхода газа или жидкости от 0 до 100% длительность импульса линейно изменяется от 300 до 1 700 *мсек*. Период повторения импульсов $T=2$ *сек* остается постоянным.

При определении необходимой ширины полосы частот таких сигналов необходимо учесть, что сокращение спектра приводит не только к изменению формы импульса, но и к изменению его длительности. Изменение формы и длительности импульсов частотно-импульсных и кодово-импульсных систем допустимо в той мере, пока на приемной стороне искаженный импульс фиксируется как импульс, а не пауза между импульсами. Во время-импульсных системах изменение длительности импульса приводит к погрешности телепередачи. Уменьшение относительной погрешности от искажения формы импульсов достигается увеличением их длительности τ, а значит, и периода T. Таким образом, чаще применяются длиннопериодные время-импульсные системы. При длительности периода $T=1$ *сек* основная частота спектра равна 1 *гц*, т. е. много меньше, чем в других системах телеизмерения. При ширине полосы частот канала 100—140 *гц*, обычной при передаче сигналов телеизмерения, пропускаются высшие гармоники очень больших порядков, т. е. канал связи практически не искажает формы импульса. Конечно, и для этих систем сигнал можно считать периодическим, когда скорость изменения измеряемого параметра и тем самым длительности импульса много меньше скорости передачи.

Наиболее простой спектр амплитуд (и фаз) имеет гармоническое напряжение $u=U_m \sin(\Omega_1 t+\psi_1)$—одну спектральную линию на частоте Ω_1. Такой простейший спектр встречается в различных телемеханических устройствах. Например, в аппаратуре ТНЧ-2 частота тока зависит от величины измеряемого параметра и изменяется в пределах от 44 до 27 *гц* [Л. 1], но практически при любом значении измеряемого параметра можно считать синусоидальный ток установившимся. Поэтому дискретный спектр состоит из одной спектральной линии в диапазоне частот от 44 до 27 *гц*, а необходимая полоса частот составляет 27—44 *гц*. Во многих других частотных системах телесигнализации первичные сигналы также представляются одной спектральной линией.

Для телеуправления рассредоточенными объектами по электрическим распределительным сетям, например централизованного включения уличного освещения, применяются синусоидальные сигналы с частотой до 2 000 *гц*. Длительность сигнала обычно не менее 10 *сек*, но может быть увеличена и до 3 *мин*. При такой длительности сигнала можно принимать во внимание опять-таки только одну спектральную линию с частотой в диапазоне до 2 000 *гц*. Так как практически полоса частот определяется возможной нестабильностью генератора, то необходимая полоса очень узкая, на какой бы из частот этого диапазона ни работала система.

в) Сигналы с необходимой шириной полосы частот порядка миллионов герц

Очень широкая полоса частот нужна для передачи изображений (телевизионный сигнал). Необходимая полоса частот телевизионного сигнала зависит от требуемой четкости изображения, т. е. числа строк, на которое раскладывается изображение. Например, в стандартной аппаратуре телевизионных центров Советского Союза принято разложение на 625 строк. Длина строки изображения больше высоты в $^4/_3$ раза. Поэтому для получения одинаковой четкости по горизонтали и по вертикали число различимых глазом элементов изображения вдоль строки должно быть $625 \cdot {}^4/_3 = 833$. Общее число элементов, на которое нужно разложить изображение, составляет $625 \cdot 833 = 5 \cdot 10^5$. Такое число различимых элементов получится, если изображение состоит из чередующихся светлых (белых) и темных (черных) элементов (как на шахматной доске).

В этом случае при передаче одного кадра (изображения) в секунду длительность передачи каждого элемента τ (черного или белого) составит $\frac{1}{5 \cdot 10^5} = 2 \cdot 10^{-6}$ *сек*, причем ток имеет форму импульсов и пауз (рис. 4) с периодом $T = 2\tau = 4 \cdot 10^{-6}$ *сек*. В действительности в секунду передается 25 кадров (при такой частоте повторения изображения глаз не замечает разделения передачи на отдельные изображения). Следовательно, период сокращается в 25 раз $T = \frac{4 \cdot 10^{-6}}{25}$, а основная частота равна $\frac{25}{4 \cdot 10^{-6}} = 6{,}25 \cdot 10^6$ *гц* $= 6{,}25$ *Мгц*. Таким образом, для передачи только первой (основной) гармоники последовательности импульсов нужна полоса частот более 6 *Мгц*.

Практически импульсы такой малой длительности $\tau = \frac{T}{2} = \frac{4}{50} \cdot 10^{-6} = 0{,}03$ *мксек* получаются при передаче текста (букв) или чертежей с толщиной линий в $^1/_{625}$ высоты кадра или $^1/_{833}$ его ширины. При большей толщине линий и при передаче изображений с постепенным переходом от белого к черному получатся импульсы большей длительности и без крутых фронтов. Для таких изображений полоса в 6 *Мгц*, выбранная по стандарту у телевизионной аппаратуры, вполне достаточна, чтобы передать не только первую гармонику, но и ряд высших гармоник сигнала.

4. СПЕКТРЫ НЕПЕРИОДИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ И НЕОБХОДИМАЯ ШИРИНА ПОЛОСЫ ЧАСТОТ

Наиболее просто и наглядно (хотя и не строго) спектр непериодического сигнала можно получить из спектра периодического сигнала (6), принимая, что период T стремится к бесконечности.

Обозначим интервал между соседними частотами, равный основ-

ной частоте Ω_1 (рис. 5), через $\Delta\Omega$. Тогда комплексная амплитуда любой k-й гармоники (7) будет определена выражением

$$\dot{D}_k = D_k e^{j\varphi_k} = \frac{\Delta\Omega}{2\pi} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) e^{-j\Omega_k t} dt. \quad (11)$$

Чтобы найти спектр непериодического сигнала, положим, что $T \to \infty$. в этом случае в формуле (11) надо заменить $\Delta\Omega$ через $d\Omega$ и Ω_k через Ω, так как интервал между соседними частотами спектра стремится к нулю и спектр из дискретного с частотами Ω_1, $\Omega_2 = 2\Omega_1$, $\Omega_3 = 3\Omega_1$,... становится непрерывным, содержащим любые частоты Ω. Комплексная амплитуда каждого гармонического колебания с частотой Ω становится бесконечно малой.

Обозначим комплексную бесконечно малую амплитуду колебания с частотой Ω через $\dot{D}(\Omega)\, d\Omega = D(\Omega)\, e^{j\varphi(\Omega)}\, d\Omega$. Тогда вместо выражения (11) получим:

$$\dot{D}(\Omega)\, d\Omega = \frac{d\Omega}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\Omega t} dt,$$

откуда

$$\dot{D}(\Omega) = D(\Omega)\, e^{j\varphi(\Omega)} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\Omega t} dt. \quad (12)$$

Вычислив комплексную величину $\dot{D}(\Omega)$ по формуле (12), *непериодический сигнал* можно представить в виде *непрерывного спектра* гармонических колебаний *с бесконечно малыми амплитудами* $D(\Omega)d\Omega$ и начальными фазами $\varphi(\Omega)$.

Если функция $f(t)$ удовлетворяет условию абсолютной интегрируемости, т. е. $\int_{-\infty}^{\infty} |f(t)|\, dt$ — конечен, то при $T \to \infty$ постоянная составляющая (8) равна нулю и вычисления по формуле (12) не вызывают затруднений. В противном случае при некоторых значениях частоты Ω амплитуды $D(\Omega)d\Omega$ становятся конечными и $D(\Omega)$ принимает бесконечно большое значение. Тогда для вычисления $\dot{D}(\Omega)$ функцию $f(t)$ умножают на $e^{-\alpha t}$ $(\alpha > 0)$ при $t > 0$ и $e^{\alpha t}$ при $t < 0$, чтобы обеспечить абсолютную интегрируемость произведения $f(t)\, e^{-\alpha t}$ и $f(t)\, e^{\alpha t}$. После интегрирования α устремляют к нулю.

Таким образом, все непериодические сигналы имеют непрерывный спектр от нулевой до бесконечно большой частоты, амплитуды всех гармонических колебаний (за исключением, может быть, некоторых) — бесконечно малые. Но спектры различных непериодических сигналов *отличаются удельным весом отдельных гармонических составляющих,* который как раз и характеризует комплексная величина $\dot{D}(\Omega)$. Эту величину называют спектральной функцией или с п е к т р а л ь н о й п л о т н о с т ь ю.

Так как нам важен удельный вес отдельных гармонических составляющих, то масштаб спектральной плотности может быть выбран любой. Нередко масштаб изменяют так, чтобы множитель перед интегралом в выражении (12) был не $1/\pi$, а $1/\sqrt{2\pi}$ или $1/\sqrt{2}$. Особенно часто масштаб изменяют в 2π раз и определяют спектральную плотность выражением

$$\dot{G}(\Omega) = G(\Omega)\, e^{j\varphi(\Omega)} = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)\, e^{-j\Omega t}\, dt. \tag{13}$$

Формулы (12) и (13) связывают непериодическую функцию с ее спектральной плотностью и называются **прямым преобразованием Фурье** (интегралом Фурье).

а) Спектр одиночного прямоугольного импульса

Найдем спектр, т. е. рассчитаем спектральную плотность одиночного прямоугольного импульса длительностью τ (рис. 8). Согласно (13)

$$\dot{G}(\Omega) = \int_{-\tau/2}^{\tau/2} U e^{-j\Omega t}\, dt = \frac{U}{-j\Omega}\left(e^{-j\Omega\frac{\tau}{2}} - e^{j\Omega\frac{\tau}{2}}\right) = $$

$$= \frac{2U}{\Omega} \sin \Omega \frac{\tau}{2},$$

т. е.

$$G(\Omega) = \frac{2U}{\Omega} \left| \sin \Omega \frac{\tau}{2} \right|, \tag{14}$$

а $\varphi(\Omega)$ равно 0, когда синус положительный и π, когда синус отрицательный.

Спектры $G(\Omega)$ и $\varphi(\Omega)$ показаны на рис. 9. Значение угла $\varphi(\Omega)$ изменяется периодически при частотах $\Omega = 2n\pi/\tau$, где $n = 1, 2, 3, \ldots$ Спектральная плотность $G(\Omega)$ при этих частотах равна нулю.

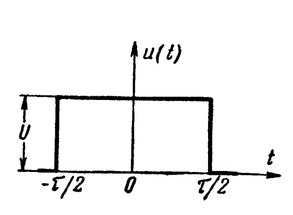


Рис. 8. Прямоугольный импульс.

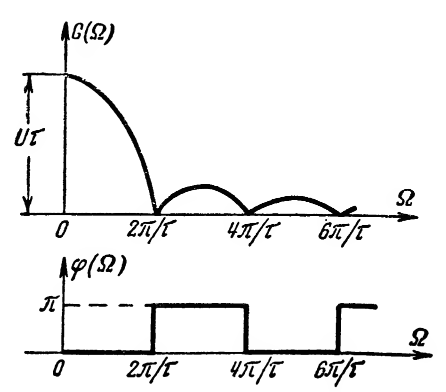


Рис. 9. Спектры амплитуд и фаз прямоугольного импульса.

К вопросу о практически необходимой ширине спектра одиночного импульса можно подойти по-разному. В технике довольно часто считают необходимой шириной спектра полосу частот F, определяемую уравнением

$$F\tau = 1. \qquad (15)$$

Нетрудно показать, что эта полоса частот соответствует первому нулевому значению спектральной плотности $G(\Omega)$ на рис. 9. Действительно, из уравнения (15) $F = 1/\tau$ или угловая частота $\Omega = 2\pi F = 2\pi/\tau$.

Необходимую ширину спектра определяют и из энергетических соображений.

Как известно, мощность и энергия гармонического сигнала, напряжения или тока пропорциональны квадрату амплитуды. Мощность и энергия периодического сигнала произвольной формы пропорциональны сумме квадратов амплитуд всех гармонических составляющих. Энергия непериодического сигнала, например импульса, пропорциональна интегралу от квадрата спектральной плотности:

$$W_0 = k\int_0^{\infty} G^2(\Omega)\,d\Omega,$$

где k — коэффициент пропорциональности, а $G(\Omega)$ для прямоугольного импульса

$$G(\Omega) = \frac{2U}{\Omega}\left|\sin\Omega\frac{\tau}{2}\right|.$$

Если спектр сигнала ограничивается частотой $\Omega_{макс}$, то энергия уменьшается до значения

$$W = k\int_0^{\Omega_{макс}} G^2(\Omega)\,d\Omega.$$

Зависимость энергии W от наибольшей частоты ограничения спектра $\Omega_{макс}$ в относительных единицах показана на рис. 10. Из рис. 10 и 9 следует, что наибольшее энергетическое значение имеют составляющие низкочастотной части спектра импульса. С ростом ширины сохраняемой части спектра от нуля до величины $\Omega = 2\pi/\tau$ энергия W быстро увеличивается и достигает 90% всей энергии W_0. При дальнейшем расширении передаваемого спектра энергия W нарастает все медленнее. Таким образом, при ширине спектра $F = 1/\tau$ или $\Omega_{макс} = 2\pi/\tau$ обеспечивается передача значительной части энергии сигнала. Чем короче импульс (меньше τ), тем более широкий спектр должен быть сохранен.

Форма импульса при сохранении спектра шириной $\Omega_{макс} = 2\pi/\tau$ и отсутствии амплитудных и фазовых искажений показана на рис. 11. Необходимо однако, заметить, что устройств, ограни-

чивающих спектр сигнала и не вносящих ни амплитудных, ни фазовых искажений, не существует.

Одиночные прямоугольные импульсы передаются во многих системах телесигнализации и телеуправления.

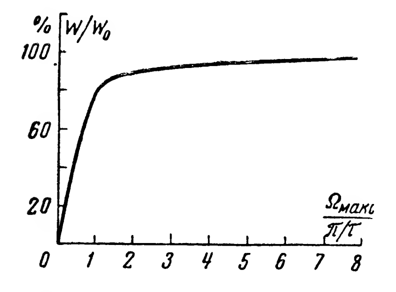


Рис. 10. Зависимость энергии импульса от ширины сохраняемой части спектра.

Рис. 11. Форма импульса при ограничении спектра частотой $F=1/\tau$.

В системах циклической передачи данных телеизмерения или команд телеуправления вместо последовательности импульсов также иногда рассматривают передачу отдельных импульсов. Такая замена оправдана в том случае, когда переходные процессы, возникающие в системе при передаче одного импульса, заканчиваются до момента возникновения следующего импульса.

б) Спектр косинусоидального напряжения

Составим теперь спектр косинусоидального напряжения $u = U_m \cos \Omega_1 t$, включаемого в момент $t = 0$ (рис. 12). Так как напряжение изменяется по этому закону только с момента $t = 0$, а при $t < 0$ напряжение равно нулю, то рассматриваемая функция непериодическая, условиям абсолютной интегрируемости она не удовлетворяет $\left(\int\limits_0^\infty U_m |\cos \Omega_1 t|\, dt = \infty \right)$. Поэтому при вычислении спектральной плотности по формуле (13) предварительно умножим u на $e^{-\alpha t}$:

$$\int\limits_0^\infty U_m \cos \Omega_1 t \cdot e^{-\alpha t} e^{-j\Omega t}\, dt = U_m \frac{\alpha + j\Omega}{\alpha^2 + 2j\Omega\alpha - \Omega^2 + \Omega_1^2},$$

а затем устремим $\alpha \to 0$. В результате получим спектральную плотность

$$\dot{G}(\Omega) = U_m \frac{j\Omega}{\Omega_1^2 - \Omega^2} = \frac{U_m \Omega}{\Omega_1^2 - \Omega^2} e^{j\pi/2}, \qquad (16)$$

откуда $G(\Omega) = \dfrac{U_m \Omega}{|\Omega_1^2 - \Omega^2|}$; $\varphi(\Omega) = \dfrac{\pi}{2}$ при $\Omega < \Omega_1$ и $-\pi/2$ при $\Omega > \Omega_1$.

График $G(\Omega)$ представлен на рис. 13. При частоте $\Omega = \Omega_1$ имеем $G(\Omega)_1 = \infty$, т. е. в спектре среди всех бесконечно малых амплитуд гармонических составляющих $G(\Omega)\,d\Omega$ содержится одна гармоническая составляющая с конечной амплитудой $G(\Omega)\,d\Omega$ при $\Omega = \Omega_1$.

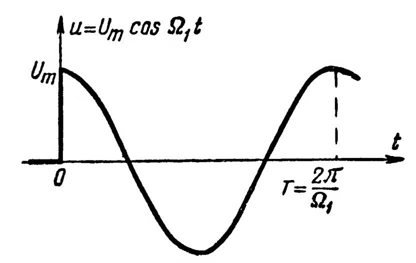


Рис. 12. Косинусоидальное напряжение, включаемое в момент $t=0$.

Рис. 13. Спектр напряжения по рис. 12.

в) Спектр импульса в форме отрезка косинусоиды

Найдем спектр гармонического колебания с постоянной амплитудой $u = U_m \cos \Omega_1 t$, продолжающегося в течение заданного интервала времени τ (рис. 14,*а*). В радиотехнике и связи такой импульс часто называют радиоимпульсом в отличие от импульса на рис. 8, который называют видеоимпульсом.

По определению (13) спектральная плотность

$$\dot{G}(\Omega) = \int\limits_{-\tau/2}^{\tau/2} U_m \cos \Omega_1 t \, e^{-j\Omega t}\, dt$$

или если заменить

$$\cos \Omega_1 t = \frac{e^{j\Omega_1 t} + e^{-j\Omega_1 t}}{2},$$

$$\dot{G}(\Omega) = \frac{U_m}{2} \int\limits_{-\tau/2}^{\tau/2} e^{-j(\Omega - \Omega_1)t}\, dt + $$

$$+ \frac{U_m}{2} \int\limits_{-\tau/2}^{\tau/2} e^{-j(\Omega + \Omega_1)t}\, dt = \frac{U_m}{\Omega - \Omega_1} \sin(\Omega - \Omega_1)\frac{\tau}{2} +$$

$$+ \frac{U_m}{\Omega + \Omega_1} \sin(\Omega + \Omega_1)\frac{\tau}{2}.$$

В частности, если на интервале τ укладывается целое число периодов T гармонического колебания, т. е. $\tau = nT$, где $T = 2\pi/\Omega_1$, то формула упрощается. Преобразуя синус разности и суммы двух углов и заменяя

$$\cos \Omega_1 \frac{\tau}{2} = \cos \frac{2\pi}{T} \frac{nT}{2} = \cos n\pi = (-1)^n \text{ и } \sin \Omega_1 \frac{\tau}{2} = \sin n\pi = 0,$$

получим:

$$\dot{G}(\Omega)=\left(\frac{U_m}{\Omega-\Omega_1}+\frac{U_m}{\Omega+\Omega_1}\right)(-1)^n \sin\Omega\frac{nT}{2}=$$

$$=\frac{2U_m\Omega}{\Omega^2-\Omega_1^2}(-1)^n \sin n\pi\frac{\Omega}{\Omega_1},$$

откуда

$$G(\Omega)=\frac{2U_m\Omega}{|\Omega^2-\Omega_1^2|}\left|\sin n\pi\frac{\Omega}{\Omega_1}\right|. \qquad (17)$$

Спектральная плотность $G(\Omega)$ представлена на рис. 15 для случая $n=2$. Нули получаются на частотах Ω, при которых $\sin 2\pi\frac{\Omega}{\Omega_1}=0$, т. е. при $\Omega=\frac{k}{2}\Omega_1$ $(k=0,\ 1,\ 3,\ 4,\ 5\ldots)$. Наибольшее значение спектральная плотность имеет на частоте $\Omega=\Omega_1$, для которой, раскрывая неопределенность, имеем:

$$G(\Omega_1)=\lim_{\Omega\to\Omega_1}\left|\frac{2U_m\Omega\frac{n\pi}{\Omega_1}\cos n\pi\frac{\Omega}{\Omega_1}}{2\Omega}\right|=\frac{n\pi U_m}{\Omega_1}=\frac{nU_mT}{2}$$

и в частном случае при $n=2$ получаем $G(\Omega_1)=U_mT$ (рис. 15). Если частота колебаний Ω_1 остается постоянной, а длительность импульса τ растет, т. е. за время τ укладывается большее число периодов T, то максимальное значение спектральной плотности при частоте $\Omega=\Omega_1$ становится все более резко выраженным (увеличи-

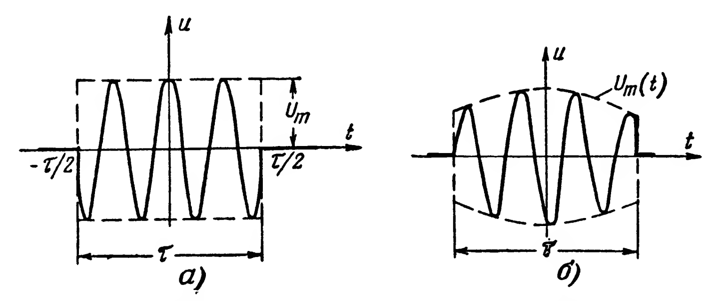


Рис. 14. Импульс гармонического напряжения длительностью τ.

вается пропорционально числу n периодов повторения колебаний) и практически необходимая ширина спектра уменьшается.

Такие импульсы синусоидального тока или напряжения с различными частотами Ω_1 составляют кодовые комбинации в многочастотных системах телеуправления по линиям связи и электропередачи или радиоканалам.

Импульсы синусоидального тока могут передаваться последовательно во времени (один за другим), как, например, в аппаратуре для дистанционного управления и контроля работы радиорелейных линий [Л. 3]. В этой системе каждая команда состоит из трех импульсов длительностью $\tau=20$ *мсек* с интервалами между ними 50 *мсек* и частотами колебаний в звуковом диапазоне до $\frac{\Omega_1}{2\pi}=$ $=6$ *кгц*. В других системах применяется более простое параллельное кодирование (одновременная передача импульсов с различными частотами Ω_1). Рабочие частоты также выбираются в звуковом диапазоне. Число рабочих частот должно быть тем больше, чем больше различных команд в системе телеуправления. Если, например, для организации каналов телеуправления предоставлен диапазон частот 2 500—3 000 *гц*, то при разносе рабочих частот порядка

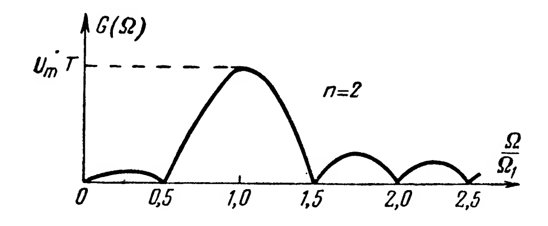


Рис. 15. Спектр импульса по рис. 14.

6% можно допустить не более 4—5 рабочих частот. Минимально допустимый разнос соседних частот определяется полосой срабатывания приемных устройств с учетом нестабильности генераторов и неточности настройки генераторов и приемников.

Спектр импульса синусоидального тока или напряжения зависит от его длительности τ. В промышленных системах телемеханики длительность импульса часто выбирается достаточно большой, т. е. n настолько велико, что можно считать синусоидальное напряжение (ток) установившимся. Так, например, в системе централизованного телеконтроля за работой нефтескважин типа СРП-1 сигнал об аварии передается импульсами синусоидального тока с частотой, различной для отдельных скважин одного куста и задаваемой в интервале от $\frac{\Omega_1}{2\pi}=300$ до $\frac{\Omega_1}{2\pi}=3\,000$ *гц*. Длительность импульса τ около 0,1 *сек*, период повторения T примерно 1 *мин* [Л. 5].

Скважность импульсов T/τ столь велика, что можно рассматривать сигнал не как периодическую последовательность импульсов, а состоящим из отдельных импульсов. Даже при самой низкой частоте интервала 300 *гц* длительность импульса ($\tau=0,1$ *сек*) в 30 раз больше периода синусоидального тока ($T=1/300$ *гц*), т. е. необходимая ширина спектра очень мала. На приемной стороне такие импульсы разделяются узкополосными фильтрами или L, C контурами.

г) Связь спектров импульса и его огибающей

По формуле (13) можно рассчитать не только спектр импульса по рис. 14,*а* (амплитуды колебаний $U_m = \text{const}$, т. е. остаются постоянными), но и спектр гармонического колебания, продолжающегося в течение интервала τ, при любом законе изменения амплитуд. Если же известен спектр кривой изменения амплитуд (огибающая), то расчет упрощается.

Гармоническое напряжение продолжительностью τ с любым заданным законом изменения амплитуды $U_m(t) \neq \text{const}$ (рис. 14,*б*) можно аналитически представить функцией

$$u = U_m(t)\cos(\Omega_1 t + \varphi_1) \text{ при } -\frac{\tau}{2} \leqslant t \leqslant \frac{\tau}{2},$$

где угол φ_1 — фаза колебания в момент времени, выбранный за начало отсчета; в общем случае начальная фаза φ_1 может и не равняться нулю (рис. 14,*б*).

Предположим, что спектральная плотность огибающей $U_m(t)$ известна, т. е. по формуле, аналогичной (13), найдено:

$$\dot H(\Omega) = \int_{-\tau/2}^{\tau/2} U_m(t)\, e^{-j\Omega t}\, dt.$$

По определению (13) спектральная плотность импульса

$$\dot G(\Omega) = \int_{-\infty}^{\infty} u e^{-j\Omega t}\, dt = \int_{-\tau/2}^{\tau/2} U_m(t)\cos(\Omega_1 t + \varphi_1)\, e^{-j\Omega t} dt$$

или, учитывая, что $\cos x = \frac{1}{2}(e^{jx} + e^{-jx})$,

$$\dot G(\Omega) = \frac{1}{2}\int_{-\tau/2}^{\tau/2} U_m(t)\, e^{j(\Omega_1 t + \varphi_1 - \Omega t)} dt + \frac{1}{2}\int_{-\tau/2}^{\tau/2} U_m(t)\, e^{-j(\Omega_1 t + \varphi_1 + \Omega t)} dt =$$

$$= \frac{e^{j\varphi_1}}{2}\int_{-\tau/2}^{\tau/2} U_m(t)\, e^{-j(\Omega - \Omega_1)t} dt + \frac{e^{-j\varphi_1}}{2}\int_{-\tau/2}^{\tau/2} U_m(t)\, e^{-j(\Omega + \Omega_1)t} dt.$$

Полученные интегралы аналогичны выражению для спектральной плотности огибающей $\dot H(\Omega)$, только в первом вместо частоты Ω стоит разность частот $\Omega - \Omega_1$, а во втором — сумма $\Omega + \Omega_1$. Поэтому можно сделать вывод, что спектральная плотность гармонического напряжения длительностью τ с огибающей $U_m(t)$ (рис. 14,*б*)

$$\dot G(\Omega) = \frac{1}{2}\dot H(\Omega - \Omega_1) e^{j\varphi_1} + \frac{1}{2}\dot H(\Omega + \Omega_1)\, e^{-j\varphi_1}.$$

Например, спектральную плотность импульса по рис. 14,*а* можно сразу записать, если известен спектр импульса по рис. 8. Спектральная плотность импульсов по рис. 8 была уже найдена [см. уравнение (14), его теперь только надо обозначить $\dot{H}(\Omega)$, как спектр огибающей] $\dot{H}(\Omega)=\frac{2U}{\Omega}\sin\Omega\frac{\tau}{2}$. Поэтому спектральная плотность импульса по рис. 14,*а* $u=U_m\cos\Omega_1 t$, продолжительность которого τ, а начальная фаза $\varphi_1=0$, равна:

$$\dot{G}(\Omega)=\frac{U_m}{\Omega-\Omega_1}\sin(\Omega-\Omega_1)\frac{\tau}{2}+\frac{U_m}{\Omega+\Omega_1}\sin(\Omega+\Omega_1)\frac{\tau}{2}.$$

Этот результат и был получен непосредственным вычислением.

д) Обратное преобразование

Для обратного преобразования, т. е. составления функции времени (напряжения, сигнала) по ее спектральной плотности, следует воспользоваться выражением, аналогичным (6). Заменяя сумму при $T\to\infty$ интегралом и кратные частоты гармоник Ω_k частотой Ω, получим:

$$f(t)=\int_{-\infty}^{\infty}\dot{D}(\Omega)e^{j\Omega t}\,d\Omega=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\dot{G}(\Omega)e^{j\Omega t}d\Omega. \qquad (18)$$

Интегралы Фурье (18) или обратное преобразование Фурье имеют смысл *суммирования* в комплексной форме всех *гармонических составляющих* непрерывного спектра, так же как ряд Фурье—суммирования гармонических составляющих дискретного спектра. Но ряд Фурье представляет произвольную периодическую функцию как сумму гармонических составляющих, а интеграл Фурье представляет произвольную непериодическую функцию суммой гармонических составляющих.

е) Спектр сигналов при телефонной связи

По каналам телемеханики и связи передаются и непериодические сигналы телефонного разговора, например указания диспетчера. В этом случае наименьшая допустимая ширина спектра сигналов, т. е. сохраняемая полоса частот, определяется по достаточной разборчивости речи.

Разборчивость речи можно оценивать слоговой артикуляцией или отношением числа правильно принятых слогов (не имеющих смыслового значения) к общему числу переданных при выбранной ширине спектра. Разборчивость считают удовлетворительной, если слоговая артикуляция получается не менее 70%.

Расширение сохраняемой полосы частот необходимо для увеличения естественности звучания речи. Опытом установлено, что человек замечает ухудшение качества звучания при сокращении ширины спектра на вполне определенную величину. Эта величина зависит от наивысшей частоты ранее передававшегося спектра при его сокращении в области высоких частот и от самой низкой из ранее передававшихся при сокращении спектра в области низких

частот. Если, например, сначала спектр составлял 30—12 000 *гц*, а затем нижняя частота (30 *гц*) не изменяется, а верхняя постепенно уменьшается, то человек отмечает ухудшение качества звучания не непрерывно, а ступенями (всего 31 ступень ухудшения качества). При одновременном ограничении ширины спектра сверху и снизу получается до 36 ступеней. Потерю качества или, как говорят, естественности передачи оценивают по числу сокращенных ступеней по отношению к 36 [Л. 6].

Наименьшая полоса частот при телефонной связи выбирается ≈300—2 000 *гц*. При этом получается вполне удовлетворительная слоговая артикуляция—80% (учитывая, что в реальных телефонных связях передается смысловая речь, а не отдельные слоги), но качество звучания речи неважное, так как потеря естественности более 60%.

Для диспетчерской связи естественность передачи не является решающим фактором, а сокращение передаваемой полосы частот всегда желательно. Поэтому при диспетчерской связи обычно выбирают в качестве верхней границы частоту от 1,8 до 2,4 *кгц*. В абонентской телефонной связи необходима лучшая естественность передачи. Поэтому выбирают полосу частот 300—3 400 *гц*. Разборчивость телефонной связи с такой полосой частот более 95%, потеря естественности менее 40%.

Необходимо еще отметить, что сигналы телефонной связи непрерывны во времени, в то время как сигналы устройств телемеханики, рассмотренные ранее, относятся к дискретным по времени.

Итак, из всех приведенных примеров ясно, что полосу сигналов различных промышленных систем телеизмерения, телеуправления и связи (кроме телевизионных) можно выбрать относительно узкой. Наибольшая полоса сигналов возможна при телефонной связи (до 3 100 *гц*).

Значительно большую полосу частот сохраняют для сигналов быстродействующих систем управления и контроля за подвижными объектами (спутниками, ракетами, космическими кораблями). Но, так же как и в системах промышленной телемеханики, получаются либо дискретные спектры (рис. 5), либо непрерывные (рис. 9, 13, 15).

5. СРАВНЕНИЕ СПЕКТРОВ НЕПЕРИОДИЧЕСКИХ И ПЕРИОДИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

а) Сравнение спектров прямоугольного импульса и периодической последовательности таких импульсов

Между спектрами непериодического сигнала и периодического сигнала, полученного повторением непериодического, нетрудно заметить связь. Для примера сравним спектр одиночного импульса (рис. 8) со спектром периодической последовательности таких импульсов (рис. 4,*а*).

Спектр импульса рассчитывается по формуле (13) или (12):

$$\dot{D}(\Omega) = \frac{1}{2\pi} \int\limits_{-\tau/2}^{\tau/2} U e^{-j\Omega t} dt,$$

а спектр последовательности импульса — по формуле (7):

$$\dot{D}_k = \frac{\Omega_1}{2\pi} \int\limits_{-\tau/2}^{\tau/2} U e^{-j\Omega_k t}\, dt.$$

Из сравнения последних выражений ясно, что с точностью до постоянного множителя (Ω_1) при всех частотах $\Omega = \Omega_k = k\Omega_1$ амплитуды спектра периодического сигнала совпадают с величиной спектральной плотности непериодического сигнала (за исключением постоянной составляющей). Иначе говоря, дискретный спектр амплитуд вписывается в кривую сплошного спектра, как показано на рис. 16 для случая $\tau = T/2$. Если период повторения T растет, т. е. импульсы на рис. 4,*а* следуют все реже, то дискретный спектр становится все гуще, так как $\Omega_1 = 2\pi/T$ становится все меньше и расстояние между соседними спектральными линиями, равное Ω_1, также меньше (рис. 5). В пределе при $T \to \infty$ дискретный спектр сливается в сплошной.

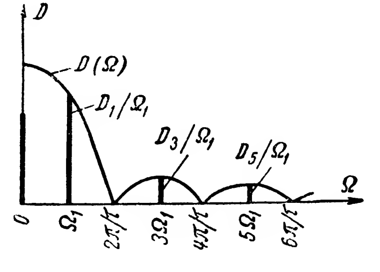


Рис. 16. Спектры прямоугольного импульса и последовательности прямоугольных импульсов.

Интересно еще сравнить достаточную ширину спектра $F = 1/\tau$ одиночного импульса с необходимой шириной спектра (полосой частот) последовательности таких импульсов, следующих друг за другом с периодом $T = 2\tau$.

На рис. 16 спектр последовательности импульсов вписан в кривую спектральной плотности одиночного импульса. Из рис. 16 ясно, что частоты $\Omega_3 = 3\Omega_1$ или $\Omega_5 = 5\Omega_1$, необходимые для получения достаточно крутых фронтов последовательности импульсов, больше, чем частота первого нуля спектральной плотности $\Omega = \frac{2\pi}{\tau}$, определяемая уравнением (15).

б) Текущий спектр

Теоретически периодический сигнал получается, если в электрической цепи работают генераторы напряжения той или иной формы уже бесконечно долго. В действительности каждый работающий генератор включен не бесконечно давно, а в определенный момент времени t_0. Поэтому возникает вопрос, какой сигнал можно считать периодическим.

Чтобы ответить на этот вопрос, введем понятие о текущем спектре со спектральной плотностью:

$$\dot{G}_t(\Omega) = \int\limits_{t_0}^{t} f(t)\, e^{-j\Omega t} dt. \qquad (19)$$

Вычисляя спектральную плотность $\dot{G}_t(\Omega)$ для разных моментов времени t, можно проследить изменение амплитуд и фаз гармонических составляющих сигнала, начиная с момента включения аппаратуры.

Для иллюстрации построим текущий спектр амплитуд косинусоидального напряжения $u=U_m\cos\Omega_1 t$ в различные моменты времени t. Время, прошедшее с момента включения генератора гармо-

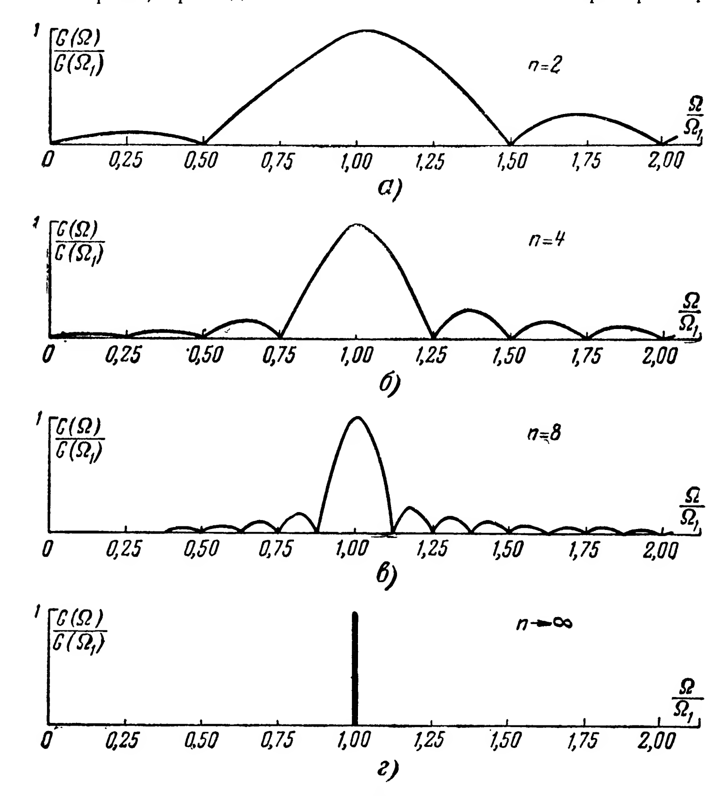


Рис. 17. Текущий спектр косинусоидального напряжения при числе периодов: *а*—$n=2$; *б*—$n=4$; *в*—$n=8$; *г*—$n\to\infty$.

нического напряжения, будем оценивать числом периодов $T=2\pi/\Omega_1$, прошедших с начала действия генератора: $n=t/T$. При такой оценке длительности процесса можно воспользоваться результатами расчета спектральной плотности для напряжения, график которого представлен на рис. 14,*а*. Действительно, увеличение длительности процесса t (времени, прошедшего с момента включения генератора) можно рассматривать как увеличение интервала τ, т. е. числа периодов $n=\tau/T$ при неизменном периоде T косинусоидального напряжения.

График спектральной плотности при $n=2$ был уже показан (рис. 15). Этот же график изображен на рис. 17,*а*, но по оси ординат выбран относительный масштаб. Вместо величины $G(\Omega)$ отложена величина

$$\frac{G(\Omega)}{G(\Omega_1)}=\frac{2G(\Omega)}{U_m T n}. \qquad (20)$$

На рис. 17,*б* и *в* соответственно построены спектры в относительных единицах при числе периодов $n=4$ и $n=8$. Из сравнения спектров на рис. 17,*а*, *б* и *в* ясно, что удельный вес основной гармонической составляющей (частоты Ω_1) с течением времени от момента включения генератора (при увеличении числа периодов n) все увеличивается. Максимумы становятся все более острыми и частыми. В пределе при $n \to \infty$, т. е. для гармонической функции (генератор косинусоидального напряжения включен теоретически бесконечно давно), получаем график с одной спектральной линией на частоте $\Omega=\Omega_1$ (рис. 17,*г*), как и должно быть для гармонического колебания.

Рассматривая графики рис. 17, следует еще сделать вывод, что повторяющийся сигнал можно практически считать периодическим, если число повторений (периодов) достаточно велико по сравнению с единицей (например, для косинусоидального напряжения при $n>10$—15).

6. ЛИНИИ, ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ ДЛЯ ПЕРЕДАЧИ СИГНАЛОВ ТЕЛЕМЕХАНИКИ

Для передачи сигналов телемеханики и связи применяются различные типы воздушных и кабельных линий, а также радиоканалы.

В простейшем случае для организации передачи телемеханических сигналов или диспетчерской связи предоставляется отдельная линия. Так как практически всегда полоса пропускания линии, т. е. диапазон частот, в котором можно передавать сигналы, гораздо больше сохраняемой ширины спектра сигнала телемеханического устройства или телефонного аппарата, то задача согласования спектра сигнала с полосой пропускания не возникает. Дальность связи зависит от мощности передающего устройства, чувствительности приемного аппарата, затухания линии и уровня помех. Однако подвеска (воздушных) или прокладка (кабельных) цепей для организации одного канала телемеханики или связи нерентабельна при расстоянии между пунктами передачи и приема свыше 8—12 *км*. Стоимость линейных сооружений при длине цепи более нескольких километров обычно превышает стоимость аппаратуры телемеханики и связи. При длине цепи больше 100 *км* стоимость линии и оборудования канала связи достигает 70% и более капитальных затрат на телемеханизацию [Л. 6].

Экономичное решение задачи получается при использовании линии для многоканальной связи, т. е. передачи по одной линии нескольких телемеханических сигналов (уплотнение линии). Наибольшее количество каналов, которое можно организовать по одной линии, зависит не только от сохраняемой ширины спектров отдельных сигналов, но и от полосы пропускания линии.

Линии различного типа имеют неодинаковые полосы пропускания.

а) Воздушные линии связи

Полосу частот, используемых на линиях телефонной и телеграфной связи, принято разделять на ряд диапазонов. Диапазон частот от 0 до 300 *гц* называют подтональным, диапазон 300—2 400 *гц* — тональным, диапазон 3 200—5 200 *гц* — надтональным и выше 5 200 *гц* — высокочастотным. Верхняя граница высокочастотного диапазона ограничивается все возрастающим с увеличением частоты затуханием линии. Так, для воздушных линий связи из цветного металла диаметром 3,5—4 *мм* установлена наивысшая частота 150 *кгц*. Тональный диапазон занимает двусторонняя (дуплексная) телефонная связь, надтональный — фототелеграф, подтональный — система телеграфирования постоянным током, высокочастотный — многоканальная телефонная связь. Каждый из этих диапазонов больше сохраняемой ширины спектра почти всех сигналов телемеханики и, следовательно, может использоваться для организации нескольких каналов телемеханики.

В подтональном диапазоне вместо телеграфирования (постоянным током) можно передавать сигналы телемеханического устройства с верхней граничной частотой спектра не более 300 *гц*. В этом случае преобразование не нужно, так как частоты спектра сигнала совпадают с свободным участком полосы пропускания линии. Обычно применяются так называемые простейшие схемы уплотнения [Л. 7].

В тональном диапазоне частот можно разместить несколько телемеханических каналов, например 6 при использовании аппаратуры ТМТ-6м. Но организация нескольких каналов телемеханики в диапазоне частот 0,3—2,4 *кгц* требует преобразования спектров отдельных сигналов при помощи модуляции, которая и осуществляется в аппаратуре ТМТ-6м.

Свободный от канала фототелеграфа надтональный диапазон используют, например, для работы аппаратуры четырехканального дуплексного телеграфа (НТ-4М-4), каждый с шириной спектра 140 *гц*. Очевидно, что передачу сигналов телеграфа можно заменить передачей телемеханических сигналов, если ширина спектра каждого сигнала не превышает 140 *гц*.

Часть высокочастотного диапазона от 6,3 до 26,7 *кгц* используется для работы аппаратуры трехканальной телефонной связи В-3. Один из каналов телефона с полосой частот 2,4 *кгц* при необходимости можно заменить несколькими каналами телеграфа или телемеханики. Точно так же телефонный канал с полосой 3,1 *кгц* аппаратуры В-12, предназначенной для организации 12 дуплексных телефонных связей в диапазоне частот 36—140 *кгц*, может быть заменен несколькими каналами телеграфа или телемеханики (вторичное уплотнение). Частоты выше 150 *кгц* не используются для телефонирования по воздушным линиям. Уже для организации связи при помощи аппаратуры В-12 необходимо устанавливать промежуточные усилительные станции через каждые 100—125 *км*, а при неблагоприятных метеорологических условиях включать еще вспомогательные усилительные устройства, находящиеся между соседними промежуточными станциями. Увеличение верхней границы полосы частот потребовало бы еще более частого включения в линию усилительных пунктов, что экономически нецелесообразно.

Если один из диапазонов или часть диапазона не заняты каналами связи, то в этих диапазонах может непосредственно работать многоканальная аппаратура телемеханики и диспетчерской связи.

Например, при свободном участке высокочастотного диапазона от 36 *кгц* и выше можно передавать сигналы телемеханики, применяя комбинированный высокочастотный пост связи и телемеханики КП-59 с числом дуплексных каналов телемеханики до 14 и общей шириной спектра одного направления 5,4 *кгц*. Дальность действия аппаратуры телемеханики, работающей в свободном диапазоне или на специально выделенной линии, как и в простейшем слу-

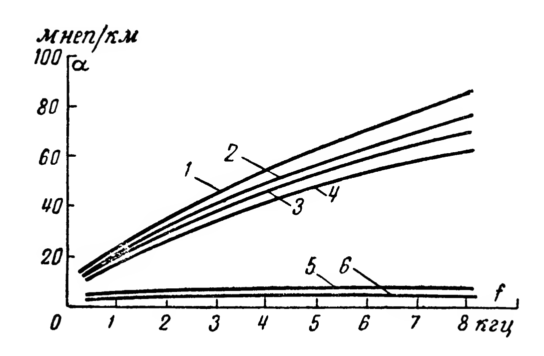


Рис. 18. Зависимость затухания воздушных линий от частоты.

1 — сталь, диаметр провода d=3 *мм*, расстояние между проводами D=20 *см*; *2* — сталь, d=3 *мм*, D=60 *см*; *3* — сталь, d=4 *мм*, D=20 *см*; *4* — сталь, d=4 *мм*, D=60 *см*; *5* — медь, d=4 *мм*, D=20 *см*; *6* — медь, d=4 *мм*, D=60 *см*.

чае, определяется мощностью передатчика, чувствительностью приемника, затуханием линии, уровнем помех и, кроме того, числом каналов (чем больше каналов, тем меньшая мощность приходится на один канал). Так, у аппаратуры КП-59 максимальная мощность высокочастотного сигнала 10 *вт*, чувствительность приемника не менее —2,5 *неп*, разность уровней высокочастотного сигнала и помех для канала телемеханики должна быть не менее 1,8 *неп*. При одном и том же уровне помех и использовании одинаковой аппаратуры дальность действия определяется затуханием сигналов в линии, которое в свою очередь зависит от материала проводов линии, их диаметра и в меньшей степени от расстояния между проводами. На рис. 18 показано изменение затухания α стальных и медных линий с ростом частоты. Из рисунка следует, что при одинаковых геометрических размерах затухание стальных линий значительно больше, чем медных, и быстро увеличивается с ростом частоты уже в диапазоне тональных и надтональных частот. Поэтому для передачи сигналов на большие расстояния линии со стальными проводами применяются редко.

б) Кабельные линии связи

Диапазон частот, используемых при передаче сигналов по кабельным линиям связи, зависит от конструкции кабеля. Кабели с кордельно-бумажной изоляцией типов ТЗГ, ТЗБ, ТЗП и ТЗК с медными жилами диаметром от 0,8 до 1,4 *мм*, звездной скруткой жил и числом четверок от 3 до 37 применяют для связи в тональном диапазоне частот. Кабели типов МКГ, МКБ, МКП и МКК содержат центральную пару для служебной связи в диапазоне тональных частот, три экранированные пары для передачи радиовещания и 14 четверок звездной скрутки или только 1, 3, 4, 7 четверок звездной скрутки для высокочастотной телефонной и телеграфной связи в диапазоне частот до 108 *кгц*. Диаметр жил 1,2 *мм*. На таких линиях устанавливают 12-канальную телефонную аппаратуру К-12 с шириной спектра или полосой частот от 12 до 60 *кгц* или аппаратуру К-24 на 24 телефонных канала с шириной спектра 12—108 *кгц*. Один или два канала телефонной связи, каждый с шириной спектра или полосой частот 300—3 400 *гц*, можно заменить несколькими каналами телеграфа или телемеханики. Кабели со стирофлексной изоляцией марок МКСГ, МКСБГ, МКСК имеют конструкцию, аналогичную кабелям высокочастотной связи с кордельно-бумажной изоляцией и могут уплотняться до частоты 250 *кгц*. Но если при уплотнении до 60 *кгц* (К-12) расстояние между соседними усилительными станциями должно быть примерно 50 *км*, при уплотнении до 108 *кгц* (К-24) — 40 *км*, то при уплотнении до 250 *кгц* длина участка между промежуточными станциями составляет всего 20 *км*.

Для увеличения длины участка между усилителями иногда применяют кабели с повышенной индуктивностью. Индуктивность кабеля на единицу его длины увеличивают, либо включая дополнительные катушки (пупинизация), либо обматывая медную жилу стальной проволокой или лентой (краруповская обмотка). В обоих случаях уменьшается затухание кабеля, но одновременно уменьшается наивысшая допустимая частота спектра передаваемых сигналов. При уплотнении кабеля при помощи аппаратуры К-12 (до 60 *кгц*) длина участка между промежуточными станциями увеличивается до 70 *км* у кабеля с бумажно-кордельной изоляцией и до 120 *км* у кабеля со стирофлексной изоляцией.

В свободной полосе частот или по сцециально выделенным парам может и непосредственно работать многоканальная аппаратура телемеханики. Дальность передачи определяется теми же факторами, что и у воздушных линий. Только следует иметь в виду, что уровень помех значительно ниже. Мало сказываются и метеорологические условия. Затухание кабельных линий больше, чем воздушных с медными проводами, так как диаметр жил в 3—4 раза меньше, чем диаметр проводов обычных воздушных линий. Например, воздушная линия с медными проводами диаметром 4 *мм* и расстоянием между проводами 20 *см* в сухую погоду имеет на частоте 150 *кгц* затухание 17,5 *мнеп/км*, в дождь затухание увеличивается до 30 *мнеп/км*, при изморози толщиной 5 *мм* — до 50 *мнеп/км*. Кабель со стирофлексной изоляцией и диаметром жил 1,2 *мм* на той же частоте имеет затухание 210 *мнеп/км*, а кабель с бумажно-кордельной изоляцией — 280 *мнеп/км* [Л. 8].

Симметричные кабели применяются и для соединения высоко-

частотной и низкочастотной частей аппаратуры телемеханики и связи, находящихся в различных зданиях. Так, приемный пост многоканальной высокочастотной аппаратуры телеизмерения типа ТМД/П6 может выполняться конструктивно в виде двух постов: типа ТМП-6а, который содержит высокочастотную часть оборудования, и типа ТМП-6б с низкочастотной частью оборудования. Передача сигналов 6 каналов телеизмерения в диапазоне тональных частот происходит по одной паре кабеля с бумажно-кордельной изоляцией.

Высокочастотная стойка КП-59 ВЧ комбинированного высокочастотного поста связи и телемеханики типа КП-59, находящаяся в здании подстанции, также соединяется симметричным кабелем со стойкой телефонных каналов КП-59 Тф, устанавливаемой в линейно-аппаратном зале службы управления энергосистемы. По соединяющей паре передаются сигналы телефонных каналов или телемеханики с общей шириной спектра от 3,6 до 18 *кгц*. Полоса частот от 0 до 2,4 *кгц* выделяется фильтрами низких частот (Д-2,4) и может быть использована для организации местных каналов телефонной связи или телемеханики между подстанцией и центральным диспетчерским пунктом. Аналогичные соединения имеет и другая аппаратура телемеханики и связи.

Коаксиальные кабели могут уплотняться до еще более высоких частот, чем симметричные. Затухание кабеля зависит от диаметров жилы и оболочки и вида изоляции. Относительно велико затухание гибкого коаксиального кабеля типа ФКБ с диаметром жилы 1,3 *мм*, бумажно-кордельной изоляцией и свинцовой оболочкой. На частоте 150 *кгц* затухание равно 240 *мнем/км*, т. е. того же порядка, что и у симметричных кабелей. Поэтому такой кабель применяется обычно на частотах не более 300 *кгц* для передачи сигналов от высокочастотных постов к линиям электропередачи. Длина кабеля не превосходит 250—300 *м*, но иногда достигает и 700—800 *м*.

Для уменьшения затухания гибкого коаксиального кабеля бумажно-кордельную изоляцию заменяют изоляцией с малыми потерями на высоких частотах, обычно полиэтиленовой. Внешний провод выполняется из тонких медных проволочек в виде цилиндрической оплетки, которая окружена пластмассовой или металлической оболочкой для защиты от влаги и механических повреждений. Такие кабели могут применяться для передачи сигналов с шириной спектра до нескольких мегагерц на расстояние в сотни метров. При ширине спектра в несколько десятков килогерц дальность передачи значительно возрастает. Так, например, при передаче сигналов связи в диапазоне частот до 30 *кгц* по морскому коаксиальному кабелю с полиэтиленовой изоляцией диаметром внутреннего проводника (несколько медных проволок) 4,6 *мм* и внутренним диаметром оболочки 17 *мм* расстояние между усилительными пунктами может доходить до 200 *км*.

Еще меньшие потери имеют жесткие коаксиальные кабели, у которых изоляцией между жилой и оболочкой служит не сплошной слой полиэтилена, а тонкие шайбы из полиэтилена или фреквенты (керамический диэлектрик). Современные магистральные кабели КМГ-4, КМБ-4, КМК-4 содержат четыре коаксиальные пары и пять симметричных четверок, скрученных звездой. Диаметр жилы коаксиальной пары 2,52 *мм*, внутренний диаметр медной оболочки 9,4 *мм*, толщина 0,3 *мм*. Затухание кабеля не более 0,3—0,5 *неп/км*

в полосе частот порядка 6—8 *Мгц*. Ширина полосы частот достаточна даже для передачи телевизионных сигналов. Но на верхних частотах полосы пропускания затухание столь значительно, что необходимо включение усилительных станций через каждые 7—8 *км*.

в) Линии электропередачи и распределительные сети

В энергосистемах диспетчерский пункт и контролируемые объекты обычно находятся вблизи линий электропередачи, которые можно использовать для передачи сигналов устройств телемеханики и связи.

Линии электропередачи 35—500 *кв* имеют бо́льшую механическую надежность и лучшие частотные характеристики, чем воздушные линии связи (более прочные конструкции, высокое качество изоляции, большое сечение проводов). Но передача сигналов телемеханики и связи возможна только после специальной «обработки» линий электропередачи, защищающей аппаратуру и обслуживающий персонал от высокого напряжения, а канал телемеханики и связи от чрезмерного дополнительного затухания сигналов, вносимого оборудованием подстанций, ответвлениями линии и т. д. Поэтому организация каналов телемеханики и связи по линиям электропередачи оказывается экономически целесообразной при протяженности каналов порядка 100 *км* и более. Обычно выбирают наиболее простую систему обработки линий по схеме «фаза — земля».

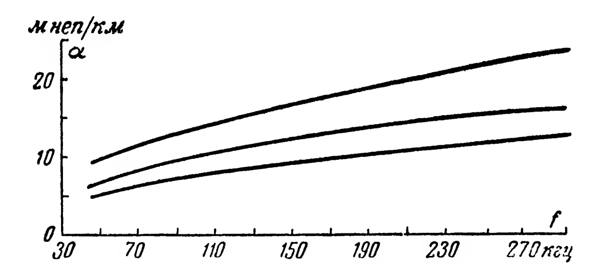


Рис. 19. Частотные характеристики линий электропередачи (ЛЭП).
1 — ЛЭП 220 *кв*; *2* — ЛЭП 110 *кв*; *3* — ЛЭП 35 *кв*.

Дальность связи по линиям электропередачи при заданных мощности передатчика и коэффициенте затухания линии определяется, как правило, не чувствительностью приемника, а уровнем помех. Для линий электропередачи характерен большой уровень из-за коронирования проводов и процессов коммутации. Практика разработки и эксплуатации каналов телемеханики и связи по линиям электропередачи 35—500 *кв* определила диапазон частот в пределах 40—300 *кгц*, как наиболее подходящий для организации каналов. При более высоких частотах уровень помех снижается, но быстро растет затухание сигналов. Зависимость коэффициента затухания линий электропередачи от частоты показана на рис. 19 [Л. 9]. Чем выше частота, тем заметнее и увеличение затухания при неблагоприятных метеорологических условиях, например гололеде;

становятся заметнее и помехи радиоприему от каналов телемеханики и связи. На частотах ниже 25—30 *кгц* получается чрезмерно высокий уровень помех, увеличивается затухание сигналов в элементах обработки, так как емкость конденсатора связи и индуктивность высокочастотного заградителя не могут быть выбраны достаточно большими.

В угольной промышленности (на шахтах), на стройках и металлургических предприятиях, на нефтепромыслах, в сельском хозяйстве и т. д. все чаще организуются каналы телемеханики и связи по распределительным сетям 3, 6 и 10 *кв*. При этих напряжениях уровень помех снижается, а емкость конденсатора связи может быть заметно увеличена. Поэтому возможна связь на частотах менее 40 *кгц*. На линиях со стальными проводами при частотах выше 40 *кгц* затухание сигналов очень велико, растет и затухание, вносимое силовым оборудованием. На частотах ниже 10 *кгц* уровень помех слишком велик, и при напряжениях 3—10 *кв*, к тому же, растет затухание, вносимое индуктивными нагрузками.

При организации связи с подвижными объектами и механизмами на транспорте, в шахтах, в колхозах и совхозах абонентские пункты могут непосредственно присоединяться и к двум фазам воздушной или кабельной сети 380 или 500 *в*, которая питается от линии 3, 6 или 10 *кв*. Диспетчерская аппаратура может подключаться к двум фазам низкочастотной сети, идущей от диспетчерского пункта к силовому трансформатору, или прямо к линии 3, 6 или 10 *кв* через конденсатор связи. На частотах 10—50 *кгц* затухание сигналов в силовых трансформаторах получается наименьшим. На частотах выше 40—50 *кгц* растет и затухание, вносимое низковольтной осветительной и силовой нагрузкой. Таким образом, для организации каналов по распределительным сетям 3, 6 и 10 *кв* целесообразно выбрать диапазон частот 10—50 *кгц* [Л. 10].

Организация каналов телемеханики и связи по распределительным сетям позволяет обойтись без строительства дополнительных дорогостоящих линейных сооружений. Экономически целесообразно использовать сети большой протяженности (не менее 10 *км*). При организации связи с подвижными объектами целесообразно использование и менее протяженных линий.

На контактных сетях электротранспорта вследствие высокого уровня помех, создаваемого тяговыми подстанциями и искрением между контактным проводом и токоприемником или колесами и рельсами, нельзя выбирать частоты связи ниже 20—30 *кгц* [Л. 11].

ГЛАВА ВТОРАЯ

СОГЛАСОВАНИЕ СПЕКТРА СИГНАЛА И ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ КАНАЛА

7. ЧАСТОТНОЕ И ВРЕМЕННОЕ РАЗДЕЛЕНИЕ СИГНАЛОВ

В значительном числе систем телеизмерения, телеуправления и сигнализации сигналы аппаратуры телемеханики не могут передаваться непосредственно по проводным линиям связи. В одних системах полоса частот, свободная от передачи сигналов телеграфных

аппаратов, тонального телефона, фототелеграфных и высокочастотного телефонирования, не совпадает со спектром телемеханических сигналов. В других системах для передачи сигналов телемеханики предоставлена отдельная линия, но нужно передавать несколько сигналов, полосы частот которых совпадают. В обоих случаях нужно организовать многоканальную связь, т. е. независимую передачу сигналов нескольких устройств телемеханики и связи по одной линии.

При многоканальной связи применяют почти исключительно два метода разделения сигналов: частотное и временное.

Ч а с т о т н о е   р а з д е л е н и е сигналов при помощи фильтров возможно, если полосы частот отдельных сигналов не перекрываются. Поэтому прежде всего должна быть решена задача о таком смещении (переносе) спектров сигналов, при котором полосы частот уже не перекрываются. Такая же задача возникает при передаче сигналов телемеханики по высоковольтным линиям сильного тока и радиоканалам.

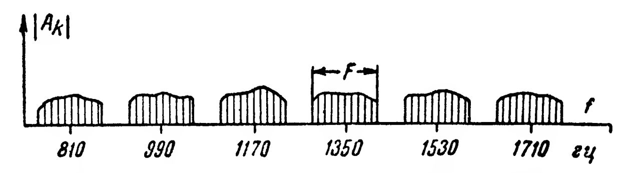


Рис. 20. Спектр сигналов аппаратуры ТМТ-6м.

Смещение (перенос) спектров сигналов аппаратуры телемеханики и связи получают путем м о д у л я ц и и гармонического (синусоидального или косинусоидального) напряжения (тока). Например, для передачи сигналов шести одинаковых частотных систем телеизмерения (частоты всех сигналов 23—45 *гц*) по линии электропроводной связи с свободным тональным диапазоном частот (300—3 400 *гц*) можно использовать аппаратуру ТМТ-6м. В этой аппаратуре при помощи шести гармонических колебаний с частотами, например, 810, 990, 1 170, 1 350, 1 530 и 1 710 *гц* полосы частот телемеханических сигналов смещаются на разные интервалы (рис. 20). Буквой F на рис. 20 обозначена ширина полосы частот модулированного сигнала. Как видно из рисунка, полосы частот модулированных сигналов в отличие от телемеханических, которые можно назвать первичными, не перекрываются и в приемнике сигналы отдельных каналов можно разделить при помощи фильтра.

В р е м е н н о е   р а з д е л е н и е сигналов нескольких каналов получается при помощи синхронно работающих коммутаторов на передающей и приемной стороне линии связи. Спектры сигналов при временном разделении могут и перекрываться. При организации небольшого числа каналов по линии по очереди передаются первичные сигналы, например, различных контролируемых величин системы телеизмерения. Для увеличения скорости передачи информации применяется предварительная модуляция первичными сигналами последовательности прямоугольных импульсов (импульсная модуляция). В этом случае по линии связи передаются импульсы, модулированные первичными сигналами.

8. АМПЛИТУДНАЯ, ЧАСТОТНАЯ И ФАЗОВАЯ МОДУЛЯЦИИ

Гармоническое напряжение

$$u = U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0), \tag{21}$$

где U_0 — амплитуда напряжения; ω_0 — несущая частота; φ_0 — начальная фаза, можно представить вектором на комплексной плоскости (рис. 21) длиной U_0. Этот вектор вращается с угловой скоростью ω_0 и в начальный момент времени ($t = 0$) повернут по отношению к действительной оси на угол φ_0, а в любой другой момент времени—на угол

$$\theta = \omega_0 t + \varphi_0. \tag{22}$$

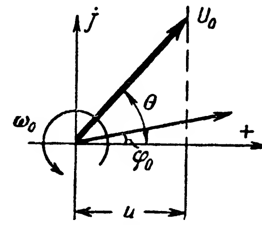


Рис. 21. Изображение гармонического напряжения вектором на комплексной плоскости.

Его проекция $U_0 \cos\theta$ на действительную ось в любой момент времени равна мгновенному значению напряжения u.

При модуляции гармонического напряжения u первичными сигналами можно воздействовать на амплитуду напряжения — амплитудная модуляция (АМ), на частоту — частотная модуляция (ЧМ) или на фазу — фазовая модуляция (ФМ).

В случае амплитудной модуляции частота модулируемого напряжения u не изменяется и остается равной ω_0, начальная фаза φ_0 может быть различной в зависимости от момента начала модуляции, а амплитуда изменяется в соответствии с законом изменения величины модулирующего (первичного) сигнала.

Если ΔU — наибольшее изменение амплитуды модулируемого напряжения, то амплитуда модулируемого напряжения

$$U = U_0 + \Delta U c(t) = U_0 \left[1 + \frac{\Delta U}{U_0} c(t)\right] = U_0 [1 + mc(t)], \tag{23}$$

где $c(t)$ — закон изменения первичного сигнала, причем $|c(t)| \leqslant 1$, $m = \Delta U / U_0$ — относительное изменение амплитуды, которое называют коэффициентом или глубиной модуляции.

Таким образом, напряжение, модулированное по амплитуде, можно записать в виде

$$u = U \cos(\omega_0 t + \varphi_0) = U_0 [1 + mc(t)] \cos(\omega_0 t + \varphi_0). \tag{24}$$

Оно изображается вектором, который вращается с постоянной угловой скоростью ω_0, но длина которого изменяется по закону (23).

При частотной модуляции амплитуда модулируемого напряжения остается постоянной, а частота изменяется в сотвстствии с законом изменения модулирующего сигнала. Такое напряжение, модулированное по частоте, изображается вектором постоянной длины U_0, который вращается с изменяющейся скоростью ω

Мгновенное значение u модулированного напряжения опять определяется как проекция вращающегося вектора на действительную ось

$$u = U_0 \cos \theta,$$

только при неравномерной скорости вращения угол θ нельзя найти по формуле (22). Так как по определению мгновенная угловая скорость вращения вектора $\omega = d\theta/dt$, то

$$\theta = \int \omega \, dt + \text{const}.$$

Постоянная интегрирования определяет положение вектора в начальный момент отсчета времени $t=0$, т. е. $\text{const}=\varphi_0$. Поэтому мгновенное значение напряжения, модулированного по частоте,

$$u = U_0 \cos \left(\int \omega \, dt + \varphi_0 \right).$$

Если наибольшее изменение частоты в результате модуляции (девиацию частоты) обозначить $\Delta\omega$, то

$$\omega = \omega_0 + \Delta\omega c(t) \tag{25}$$

и

$$u = U_0 \cos \left[\omega_0 t + \Delta\omega \int c(t) \, dt + \varphi_0 \right]. \tag{26}$$

При фазовой модуляции остаются постоянными амплитуда U_0 и частота ω_0, а изображающий модулированное напряжение вектор в результате модуляции отклоняется от положения, которое он занимает на диаграмме (рис. 21). Если обозначить наибольшее отклонение вектора $\Delta\varphi$, то фаза θ изменяется по закону

$$\theta = \omega_0 t + \Delta\varphi c(t) + \varphi_0. \tag{27}$$

Мгновенное значение напряжения, модулированного по фазе,

$$u = U_0 \cos \theta = U_0 \cos [\omega_0 t + \Delta\varphi c(t) + \varphi_0]. \tag{28}$$

Отклонение вектора (качание) можно рассматривать и как вращение с изменяющейся скоростью. Это значит, что между напряжениями, модулированными по частоте и по фазе, есть много общего.

Чтобы подчеркнуть разницу между ЧМ и ФМ и сравнить их с АМ, построим графики модулированных напряжений при одном и том же законе изменения модулирующего (первичного) сигнала. Предположим, что в некотором интервале времени, начиная с момента, который примем за $t=0$, напряжение первичного сигнала линейно возрастает $c(t)=at$ (рис. 22,*а*), а начальная фаза $\varphi_0=0$.

В случае амплитудной модуляции модулированное напряжение найдем по формуле (24)

$$u = U_0 [1 + mat] \cos \omega_0 t.$$

Амплитуда модулированного напряжения также нарастает линейно $U = U_0 + maU_0 t$ (рис. 22, *б*).

При частотной модуляции напряжение найдем по формуле (26):

$$u = U_0 \cos\left[\omega_0 t + \Delta\omega \int at\,dt\right] = U_0 \cos\left[\omega_0 t + \Delta\omega\, a \frac{t^2}{2}\right],$$

где в прямоугольных скобках записана фаза θ напряжения в любой момент времени. Чтобы построить график напряжения, определим мгновенную частоту

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} = \omega_0 + \Delta\omega\, at.$$

Частота модулированного напряжения линейно нарастает, как и показано на рис. 22,*в*.

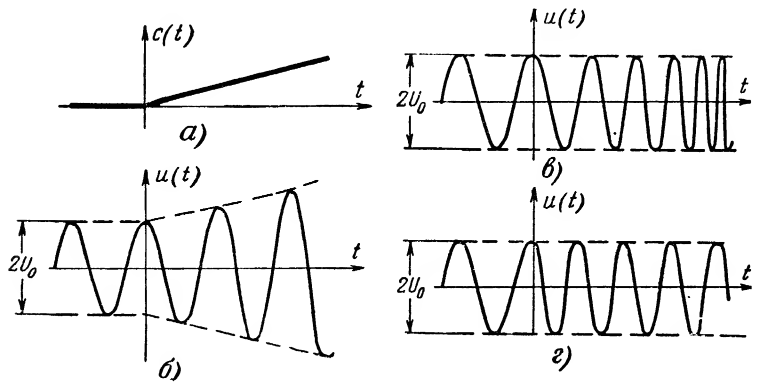


Рис. 22. Графики сигналов.

а — модулирующий сигнал; *б* — напряжение, модулированное по амплитуде, частота неизменна и равна ω_0; *в* — напряжение, модулированное по частоте; частота до модуляции неизменна и равна ω_0, при модуляции частота $\omega = \omega_0 + \Delta\omega at$; *г* — напряжение, модулированное по фазе; частота до модуляции неизменна и равна ω_0, при модуляции частота $\omega_1 = \omega_0 + \Delta\varphi a$ и также неизменна.

При фазовой модуляции напряжение определяется выражением (28):

$$u = U_0 \cos\left[\omega_0 t + \Delta\varphi\, at\right].$$

Мгновенная частота

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} = \omega_0 + \Delta\varphi a = \omega_1.$$

Таким образом, в момент начала модуляции частота изменилась на величину $\Delta\varphi a$, а далее остается постоянной ω_1.

После сравнения графиков напряжений, модулированных по амплитуде, частоте и фазе, сравним спектры сигналов при трех видах модуляции.

9. СПЕКТР СИГНАЛА, МОДУЛИРОВАННОГО ПО АМПЛИТУДЕ

Для сравнения спектров сигналов, модулированных по амплитуде, частоте и фазе, возьмем опять одно и то же модулирующее напряжение, причем такое, у которого наиболее простой спектр. Как показано в гл. 1, наиболее простой спектр — одну спектральную линию имеют практически некоторые первичные сигналы телемеханики. Закон изменения такого первичного сигнала гармонический $c(t) = \cos \Omega_1 t$ (или $\sin \Omega_1 t$).

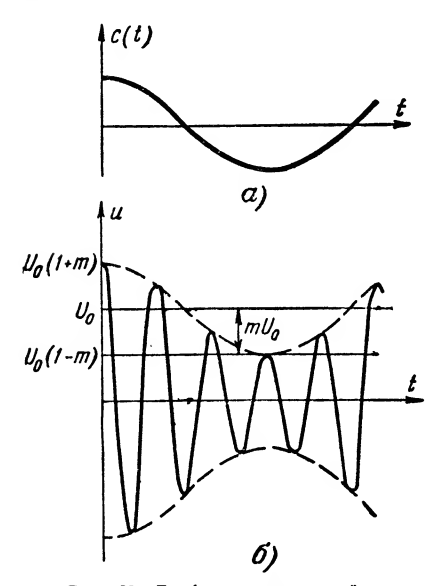


Рис. 23. Графики напряжений. *а* — модулирующего; *б* — модулированного по амплитуде.

Запишем модулированное по амплитуде напряжение по формуле (24):

$$u = U_0 (1 + m \cos \Omega_1 t) \cos \omega_0 t. \tag{29}$$

Графики модулирующего и модулированного напряжений показаны на рис. 23.

Наибольшее значение напряжения (при $\cos \Omega_1 t = 1$) равно $U_0(1+m)$, наименьшее $U_0(1-m)$.

От коэффициента m — глубины модуляции зависит амплитуда mU_0 огибающей модулированного напряжения, которая показана пунктиром на рис. 23,*б*, и повторяет закон изменения первичного сигнала (рис. 23,*а*). Чем больше амплитуда огибающей, тем выше уровень первичного сигнала, получаемого после демодуляции в приемнике, так что желательно иметь возможно больший коэффициент модуляции. Однако при $m>1$ наступает перемодуляция (рис. 24), при которой форма огибающей не повторяет закон изменения первичного сигнала. Перемодуляция недопустима, так как в приемном устройстве получится искаженный первичный сигнал.

Для разложения напряжения (29) на гармонические составляющие заменим произведение косинусов по формуле

$$\cos x \cdot \cos y = \frac{1}{2} \cos (x - y) + \frac{1}{2} \cos (x + y). \tag{30}$$

Тогда получим

$$u = U_0 \cos \omega_0 t + \frac{m}{2} U_0 \cos (\omega_0 - \Omega_1) t + \\ + \frac{m}{2} U_0 \cos (\omega_0 + \Omega_1) t, \tag{31}$$

т. е. спектр напряжения, модулированного по амплитуде, состоит в этом случае из трех гармонических составляющих: **несущей** с частотой ω_0 и двух **боковых** (спутников) — нижней с частотой $\omega_0-\Omega_1$ и верхней с частотой $\omega_0+\Omega_1$. Спектры модулирующего сигнала и модулированного напряжения показаны на рис. 25.

Если спектр модулирующего сигнала состоит из двух гармонических составляющих с частотами Ω_1 и Ω_2, то получаются две нижние боковые частоты $\omega_0-\Omega_1$, $\omega_0-\Omega_2$ и две верхние $\omega_0+\Omega_1$, $\omega_0+\Omega_2$. В общем случае получаются нижняя и верхняя боковые полосы. На рис. 26 показан спектр модулированного сигнала с несущей частотой $f_0=15$ *кгц* при передаче телефонного разговора с полосой частот 0,3—2,4 *кгц*.

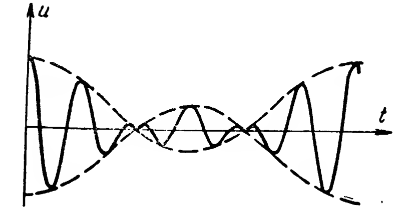


Рис. 24. Напряжение, модулированное по амплитуде, при $m>1$.

Рассматривая рис. 25 и 26, нетрудно заметить, что для получения спектра амплитудно модулированного напряжения нужно: 1) сместить спектр модулирующего (первичного) сигнала на интервал частот, равный несущей частоте ω_0, и 2) построить зеркальное отражение смещенного спектра относительно спектральной линии на несующей частоте ω_0.

Рис. 25. Спектры сигналов.
а — модулирующего; *б* — модулированного по амплитуде.

Полоса частот напряжения, модулированного по амплитуде, зависит от наивысшей частоты модулирующего сигнала $\Omega_{макс}$. В спектре модулированного сигнала получается наибольшая верхняя боковая частота $\omega_0+\Omega_{макс}$ и наименьшая нижняя боковая частота $\omega_0-\Omega_{макс}$. Поэтому полоса частот модулированного сигнала равна:

$$(\omega_0+\Omega_{макс})-(\omega_0-\Omega_{макс})=2\Omega_{макс},$$

т. е. вдвое больше наивысшей частоты спектра модулирующего сигнала. Так, для спектра по рис. 26 полоса частот равна

$$17{,}4-12{,}6=4{,}8 \text{ кгц}.$$

Для уменьшения полосы частот модулированного сигнала, повышения помехоустойчивости и лучшего использования аппаратуры обычная модуляция все чаще заменяется передачей **одной боковой полосы** (ОБП).

При однополосной связи несущая и вторая боковая полосы подавляются фильтрами и специальными схемами (см. § 17, 18). Такая передача имеет ряд преимуществ. Полоса передаваемых частот сокращается более чем в 2 раза, так что при многоканальной связи число каналов может быть удвоено, а уровень помех в каждом канале снижается. Например, в случае помех, мощность которых пропорциональна полосе пропускания канала (так называемые гладкие помехи), получается при прочих равных условиях снижение мощности помех вдвое по сравнению с обычной амплитудной модуляцией.

Напряжение или мощность передаваемой боковой полосы при той же номинальной мощности усилителей канала связи может быть повышена. Чтобы пояснить эту возможность, предположим опять,

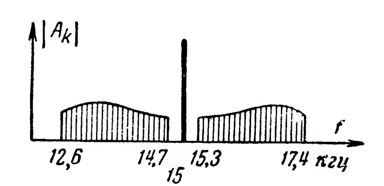


Рис. 26. Боковые полосы при амплитудной модуляции.

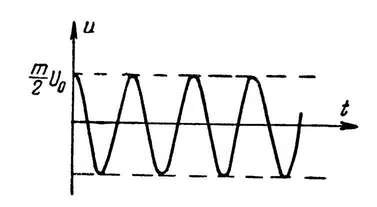


Рис 27. График напряжения при однополосной передаче и гармоническом модулирующем сигнале. Частота напряжения равна $\omega_0+\Omega_1$.

что модулирующий сигнал гармонический, т. е. $c(t)=\cos\Omega_1 t$. Тогда после подавления несущей и, например, нижней боковой составляющей с частотой $\omega_0-\Omega_1$ (рис. 25,*б*) спектр будет состоять из одной спектральной линии с частотой $\omega_0+\Omega_1$. График этого косинусоидального напряжения показан на рис. 27. Уровень напряжения верхней боковой составляющей можно повысить со значения $\frac{m}{2}U_0$ до $(1+m)U_0$, так как при обычной амплитудной модуляции наибольшее напряжение как раз равно этой величине (рис. 23,*б*.).

После демодуляции, как указывалось, величина первичного сигнала в случае АМ пропорциональна амплитуде огибающей mU_0. В случае ОБП с возросшим уровнем напряжения боковой составляющей величина первичного сигнала после демодуляции пропорциональная $(1+m)U_0$. При наибольшей глубине модуляции $m=1$ получается выигрыш в величине первичного сигнала в $\frac{1+m}{m}=2$ раза по напряжению, т. е. в 4 раза по мощности. Таким образом, переход к системе ОБП дает снижение уровня помех и повышение уровня передаваемого сигнала.

При демодуляции АМ из напряжения, изменяющегося по амплитуде и имеющего постоянную частоту ω_0 (рис. 23,*б*), или из трех гармонических напряжений с частотами $\omega_0-\Omega_1$, ω_0 и $\omega_0+\Omega_1$ (рис. 25,*б*) выделяется напряжение с частотой Ω_1. Получение напряжения с частотой Ω_1, которой нет в спектре модулированного сигнала (рис. 25,*б*), возможно при помощи нелинейных устройств, на

выходе которых получаются комбинационные частоты, т. е. суммарные и разностные частоты спектра, высшие гармоники частот спектра и суммарные и разностные частоты высших гармоник. Например, могут быть получены частоты $(\omega_0-\Omega_1)+\omega_0$; $(\omega_0+\Omega_1)+2\omega_0$, $2(\omega_0-\Omega_1)+\omega_0$ и т. д. В частности, получается и «полезный продукт» — напряжение с разностной частотой $(\omega_0+\Omega_1)-\omega_0=\Omega_1$, т. е. первичный сигнал.

В случае ОБП и гармоническом модулирующем сигнале (рис. 27) спектр состоит из одной спектральной линии и никаких комбинационных частот возникнуть не может. Поэтому в аппаратуре, предназначенной для приема АМ, нельзя получить первичный сигнал при передаче по методу ОБП. В приемнике системы ОБП должен быть генератор напряжения несущей частоты ω_0. Тогда на демодулятор подаются гармонические колебания двух частот $\omega_0+\Omega_1$ и ω_0 и среди комбинационных частот получается и разностная частота Ω_1. Усложнение схемы приемника — основной недостаток системы ОБП.

Если частота колебаний генератора приемника (гетеродина) изменится на величину $\Delta\Omega$, то настолько же изменится частота первичного сигнала $(\Omega_1+\Delta\Omega)$. В различных установках телемеханики и связи допустима разная нестабильность частоты генератора приемника. Наиболее жесткие требования должны предъявляться к этому генератору в частотных системах телеизмерения. Поэтому в частотных системах телеизмерения передача на одной боковой полосе не применяется.

10. СПЕКТРЫ СИГНАЛОВ, МОДУЛИРОВАННЫХ ПО ЧАСТОТЕ И ФАЗЕ

а) Частотная модуляция

Найдем теперь спектр сигнала, модулированного по частоте, предполагая опять, что первичный сигнал гармонический $c(t)=\cos\Omega_1 t$.

По формуле (26) модулированное по частоте напряжение

$$u=U_0\cos\left[\omega_0 t+\Delta\omega\int\cos\Omega_1 t\,dt\right]=$$

$$=U_0\cos\left[\omega_0 t+\frac{\Delta\omega}{\Omega_1}\sin\Omega_1 t\right], \qquad (32)$$

где $\frac{\Delta\omega}{\Omega_1}=\beta$ называется индексом частотной модуляции.

График модулированного напряжения показан на рис. 28. Частота сигнала изменяется по закону $\omega=\frac{d\theta}{dt}=\omega_0+\Delta\omega\cos\Omega_1 t$. От величины частоты $\Delta\omega$ зависят пределы изменения частоты модулированного сигнала: наибольшая частота $\omega_{\text{макс}}=\omega_0+\Delta\omega$, наименьшая $\omega_{\text{мин}}=\omega_0-\Delta\omega$.

Частота первичного сигнала Ω_1 определяет период $T=2\pi/\Omega_1$ цикла изменения частоты ω (рис. 28).

Для разложения модулированного напряжения (32) на гармонические составляющие заменим косинус суммы двух углов по формуле $\cos(x+y) = \cos x \cos y - \sin x \sin y$. Тогда получим:

$$u = U_0 \cos[\omega_0 t + \beta \sin \Omega_1 t] =$$
$$= U_0 \cos \omega_0 t \cos(\beta \sin \Omega_1 t) - U_0 \sin \omega_0 t \sin(\beta \sin \Omega_1 t). \tag{33}$$

Функции $\cos(\beta \sin \Omega_1 t)$ и $\sin(\beta \sin \Omega_1 t)$ раскладываются в ряды не тригонометрических, а Бесселевых функций первого рода соответственно четного ($2k$) и нечетного ($2k+1$) порядков:

$$\cos(\beta \sin \Omega_1 t) = J_0(\beta) + 2\sum_{k=1}^{\infty} J_{2k}(\beta) \cos 2k\,\Omega_1 t,$$

$$\sin(\beta \sin \Omega_1 t) = 2\sum_{k=0}^{\infty} J_{2k+1}(\beta) \sin(2k+1)\,\Omega_1 t.$$

Теперь для разложения напряжения на гармонические составляющие остается подставить эти ряды в выражение (33) и заменить произведение косинусов и произведение синусов по формулам (30) и

$$\sin x \sin y = \frac{1}{2}\cos(x-y) - \frac{1}{2}\cos(x+y).$$

В результате найдем, что

$$u = U_0 J_0(\beta) \cos \omega_0 t - U_0 J_1(\beta) \cos(\omega_0 - \Omega_1) t +$$
$$+ U_0 J_1(\beta) \cos(\omega_0 + \Omega_1) t + U_0 J_2(\beta) \cos(\omega_0 - 2\Omega_1) t +$$
$$+ U_0 J_2(\beta) \cos(\omega_0 + 2\Omega_1) t - U_0 J_3(\beta) \cos(\omega_0 - 3\Omega_1) t +$$
$$+ U_0 J_3(\beta) \cos(\omega_0 + 3\Omega_1) t + \ldots \tag{34}$$

Спектр амплитуд модулированного по частоте напряжения приведен на рис. 29.

Спектр состоит из колебаний с несущей частотой ω_0, амплитуда которого пропорциональна Бесселевой функции нулевого порядка $J_0(\beta)$ и бесконечных верхней и нижней боковых полос с амплитудами гармонических составляющих $\omega_0 \pm k\Omega_1$, пропорциональными Бесселевым функциям соответствующих порядков.

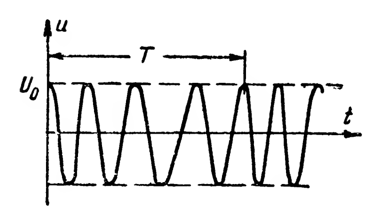


Рис. 28. График частотно-модулированного напряжения. Частота напряжения изменяется и равна ω.

Естественно, опять возникает вопрос о практически необходимой ширине спектра. Для ответа на этот вопрос нужно сравнить амплитуды гармонических составляющих спектра, т. е. высоту спектральных линий на рис. 29. Ясно,

что величины амплитуд (34) зависят от аргумента Бесселевых функций β — индекса частотной модуляции.

Индекс частотной модуляции $\beta = \Delta\omega/\Omega_1$ определяется двумя параметрами: девиацией частоты $\Delta\omega$ и частотой первичного сигнала Ω_1. Частота первичного сигнала Ω_1 всегда задана, она зависит от принятой системы телеизмерения или телеуправления и типа примененной аппаратуры. Например, при частотной системе телеизмерение с аппаратурой ТНЧ-2 частота первичного сигнала $\left(\frac{\Omega_1}{2\pi}\right)$, как указывалось, изменяется в пределах от 44 до 27 *гц*. Возможная девиация частоты $\Delta\omega$ зависит от схемы передатчика и ширины полосы пропускания канала связи. Чем больше девиация частоты $\Delta\omega$, тем выше уровень первичного сигнала после демодуляции

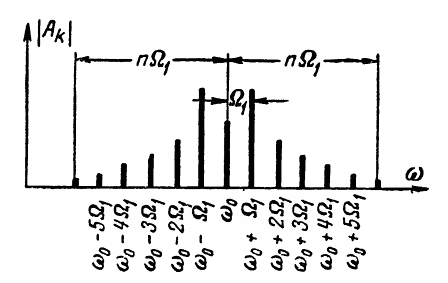


Рис. 29. Спектр амплитуд частотно-модулированного напряжения по рис. 28.

в приемнике, но тем сложнее схема передатчика и тем большую полосу пропускания должен иметь канал связи.

Исследуем, как зависит необходимая ширина спектра частотно-модулированного сигнала от индекса модуляции β.

Предположим сначала, что выбран очень малый индекс β, а именно $\beta \to 0$. Тогда в выражении (33) можно принять $\cos(\beta \sin \Omega_1 t) \approx 1$ и $\sin(\beta \sin \Omega_1 t) \approx \beta \sin \Omega_1 t$, т. е. модулированное напряжение

$$u = U_0 \cos \omega_0 t - U_0 \cos \omega_0 t . \beta \sin \Omega_1 t =$$

$$= U_0 \cos \omega_0 t - \frac{\beta}{2} U_0 \cos(\omega_0 - \Omega_1) t + \frac{\beta}{2} U_0 \cos(\omega_0 + \Omega_1) t.$$

Сравнивая полученное выражение с формулой (31), видим, что при $\beta \to 0$ спектр частотно-модулированного сигнала, как и спектр сигнала, модулированного по амплитуде, состоит всего из трех гармонических составляющих: колебания с несущей частотой ω_0 и двух боковых с частотами $\omega_0 - \Omega_1$ и $\omega_0 + \Omega_1$ (рис. 25,*б*). Таким образом, наименьшая ширина спектра получается такой же, как при амплитудной модуляции.

С ростом индекса модуляции β приходится учитывать все большее число боковых частот, так как удельный вес боковых составляющих увеличивается. Это ясно из табл. 1, где приведены значения Бесселевых функций для различных индексов модуляции β.

Таблица 1

β	J_0	J_1	J_2	J_3	J_4	J_5	J_6	J_7
0,4	0,96	0,20	0,020	0,001	—	—	—	—
0,6	0,91	0,29	0,044	0,004	—	—	—	—
1,0	0,76	0,44	0,110	0,020	0,002	—	—	—
2,0	0,22	0,58	0,35	0,13	0,034	—	—	—
5,0	0,18	0,33	0,05	0,36	0,39	0,26	0,13	0,05
10,0	0,25	0,06	0,24	0,08	0,22	0,22	—	0,1 9

Чем меньше индекс модуляции, тем меньшее число боковых составляющих нужно учитывать, т. е. тем у́же практически необходимая ширина спектра частотно-модулированного сигнала. Поэтому частотную модуляцию с малыми индексами называют узкополосной. В этом случае ширина спектра ненамного больше, чем при амплитудной модуляции. Для передачи сигналов пригодны каналы с узкой полосой пропускания, но доля боковых составляющих (возникающих в результате модуляции, т. е. несущих информацию) мала, так что после демодуляции получается небольшой уровень первичного сигнала. Кроме того, при передаче по каналу с узкой полосой пропускания растут требования к стабильности несущей частоты. Изменение несущей частоты равносильно изменению девиации $\Delta\omega$, что приводит к искажениям сигнала.

Обычно для неискаженной передачи можно срезать все боковые составляющие, амплитуды которых не превышают 5—10% от амплитуды несущей U_0 до модуляции. Тогда число боковых составляющих n, сохраняемых в спектре, практически определяется по формуле

$$n = \beta + 1. \qquad (35)$$

При этом получится ширина спектра (рис. 29)

$$2n\Omega_1 = 2(\beta + 1)\Omega_1 = 2(\Delta\omega + \Omega_1). \qquad (36)$$

Например, в аппаратуре ТМТ-6м девиация частоты $\frac{\Delta\omega}{2\pi} = 40$ *гц* [Л. 7]. При частоте первичного сигнала частотного телеизмерения $\frac{\Omega_1}{2\pi} = 25$ *гц* получается индекс частотной модуляциии $\beta = 1,6$ и ширина спектра

$$2(\beta + 1)\frac{\Omega_1}{2\pi} = 2\cdot 2,6\cdot 25 = 130 \text{ гц};$$

фильтры передатчика как раз и имеют примерно такую полосу пропускания.

При больших индексах ($\beta \gg 1$) модуляцию называют широкополосной. В этом случае ширина спектра

$$2n\Omega_1 \approx 2\beta\Omega_1 = 2\Delta\omega, \tag{37}$$

т. е. равна удвоенной величине девиации частоты или полосе качания частоты передатчика ($2\Delta\omega = \omega_{макс} - \omega_{мин}$) и *не зависит* от частоты модулирующего сигнала Ω_1. Такая модуляция применяется, например, для звукового сопровождения телевизионных передач и в передатчиках радиорелейных линий.

Процесс частотной модуляции нелинейный, поэтому спектр модулированного сигнала нельзя получить суммированием спектров колебаний при модуляции отдельными гармоническими составляющими напряжения. Например, при модулирующем сигнале $U_1 \cos \Omega_1 t + U_2 \cos \Omega_2 t$ спектр модулированного сигнала нельзя составить как сумму спектров при модуляции отдельно сигналами $U_1 \cos \Omega_1 t$ и $U_2 \cos \Omega_2 t$. Спектр содержит не только составляющие боковых частот $\omega_0 \pm k\Omega_1$ и $\omega_0 \pm l\Omega_2$, но и боковые частоты $\omega_0 \pm (k\Omega_1 \pm \pm l\Omega_2)$, где k и l — целые числа. При модуляции сигналом со спектром от $\Omega_{мин}$ до $\Omega_{макс}$, естественно, получается еще более сложный спектр.

При широкополосной частотной модуляции необходимая ширина спектра много больше, чем при амплитудной. Так, для звукового сопровождения телевизионных передач с наивысшей модулирующей частотой звука $\frac{\Omega_{макс}}{2\pi} = 10$ *кгц* при амплитудной модуляции требуется полоса частот $2 \cdot 10 = 20$ *кгц*, а при частотной с девиацией (стандартной) $\frac{\Delta\omega}{2\pi} = 75$ *кгц* — полоса частот не менее $2 \cdot 75 = 150$ *кгц*.

При амплитудной модуляции с изменением частоты модулирующего сигнала Ω_1 пропорционально изменяется ширина спектра $2\Omega_1$. При частотной модуляции ширина спектра (36) изменяется в меньшей мере, а в случае широкополосной (37) практически не изменяется. С другой стороны, при АМ ширина спектра не зависит от интенсивности модулирующего сигнала (изменяется только глубина модуляции m), а при частотной модуляции с большим индексом ширина спектра пропорциональна интенсивности, так как с ростом интенсивности растут глубина частотной модуляции $\Delta\omega/\omega_0$ и девиация частоты $\Delta\omega$. Основное преимущество частотной модуляции с большим индексом — это значительно лучшая помехоустойчивость, чем при амплитудной модуляции, в случае помех небольшого уровня по сравнению с передаваемым сигналом.

б) Фазовая модуляция

Спектр напряжения, модулированного по фазе гармоническим первичным сигналом $c(t) = \cos \Omega_1 t$, получается таким же, как при частотной модуляции. Действительно, по формуле (28)

$$u = U_0 \cos [\omega_0 t + \Delta\varphi \sin (\Omega_1 t + \pi/2)]. \tag{38}$$

Частота сигнала изменяется по закону

$$\omega = d\theta/dt = \omega_0 - \Delta\varphi\Omega_1 \sin \Omega_1 t.$$

Если выбрать $\Delta\varphi\Omega_1$ равным девиации частоты $\Delta\omega$ при частотной модуляции, т. е. $\Delta\varphi = \frac{\Delta\omega}{\Omega_1} = \beta$, то получатся те же пределы качания частоты, что при частотной модуляции: от $\omega_{мин} = \omega_0 - \Delta\varphi\Omega_1 = \omega_0 - \Delta\omega$ до $\omega_{макс} = \omega_0 + \Delta\omega$. График модулированного по фазе напряжения показан на рис. 30. От напряжения, модулированного по частоте (рис. 28), напряжение, модулированное по фазе, отличается в этом случае только начальной фазой, т. е. моментом времени, который выбран за начало отсчета ($t_н^{\prime} = 0$).

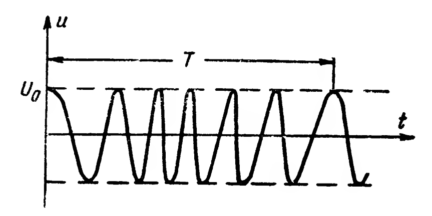


Рис. 30. График напряжения, модулированного по фазе.

Величину $\Delta\varphi$ называют индексом фазовой модуляции. Спектр напряжения (38) по составу такой же, как спектр напряжения, модулированного по частоте (32), но практически необходимая ширина спектра $2n\Omega_1$ всегда зависит от частоты модулирующего сигнала. В телемеханических каналах связи фазовая модуляция не применяется из-за более сложных, чем при частотной модуляции, схемах передающего и приемного устройств. Фазовая модуляция осуществляется в некоторых зарубежных системах оргасвязи (системах передачи данных для вычислительных машин) для увеличения вдвое числа каналов без расширения полосы [Л. 12].

11. СПЕКТРЫ СИГНАЛОВ ПРИ АМПЛИТУДНОЙ И ЧАСТОТНОЙ МАНИПУЛЯЦИИ

В значительном числе систем телеуправления, телесигнализации, телеизмерения и телеграфа первичный сигнал состоит из последовательности однополярных или двухполярных прямоугольных импульсов (рис. 31,*а*).

При амплитудной модуляции огибающая повторяет форму первичного сигнала, т. е. получаются гармонические колебания, амплитуда которых имеет только два значения $2U_0$ и 0 (рис. 31,*б*), или в общем случае (рис. 31,*в*) $U_{макс} = U_0(1+m)$ и $U_{мин} = U_0(1-m)$. Такой вид амплитудной модуляции часто называют амплитудной манипуляцией.

Если спектр модулирующего сигнала известен, то нетрудно построить спектр сигнала после амплитудной манипуляции по общему правилу: сместить спектр модулирующего сигнала на интервал

частот, равный несущей частоте ω_0, и зеркально отобразить относительно спектральной линии на несущей частоте.

Например, на рис. 32,*а* повторен спектр последовательности прямоугольных импульсов с периодом $T = 2\tau$ (рис. 5,*а*), а на рис. 32,*б* показан спектр напряжения, получающийся после амплитудной манипуляции. Амплитуды боковых гармоник постепенно уменьшаются в той же мере, как и амплитуды высших гармоник

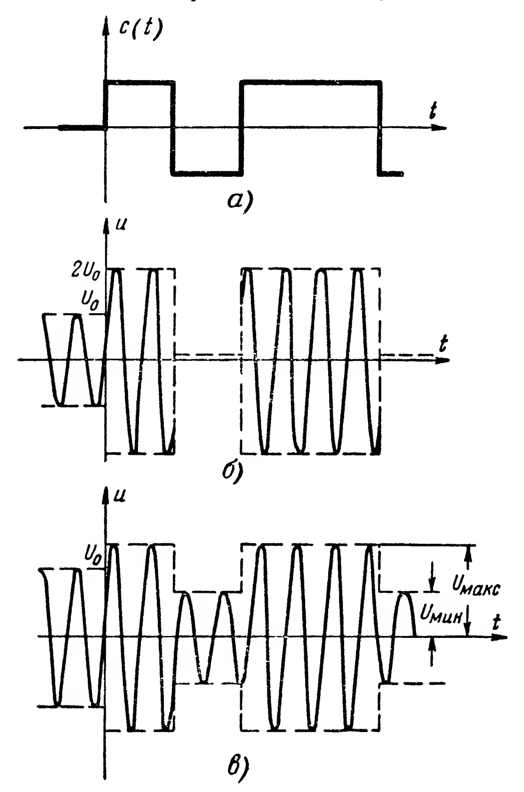


Рис. 31. Последовательность двухполярных прямоугольных импульсов (*а*) и модулированное по амплитуде напряжение (*б* и *в*).

первичного сигнала $c(t) = \frac{2}{\pi}\frac{1}{k}\cos k\Omega_1 t$, т. е. обратно пропорционально номеру гармоники (k). Если спектр модулирующего сигнала ограничить при помощи фильтров частотой $\Omega_{макс}$ (на рис. 32,*а* выбрано $\Omega_{макс} = 5\Omega_1$), то ширина спектра сигнала после манипуляции составит $2\Omega_{макс}$.

Таким образом, в результате амплитудной манипуляции ширина спектра увеличится вдвое, как и во всех случаях амплитудной мо-

дуляции. Спектр сигнала можно ограничить и после манипуляции полосовым фильтром с полосой пропускания $2\Omega_{макс}$.

Однако ограничение полосы пропускания приводит к искажениям прямоугольной формы огибающей и тем самым первичного

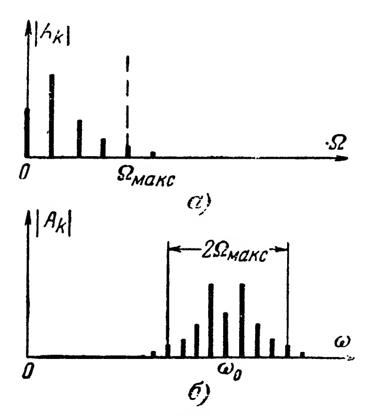


Рис. 32. Спектры сигналов по рис. 31.

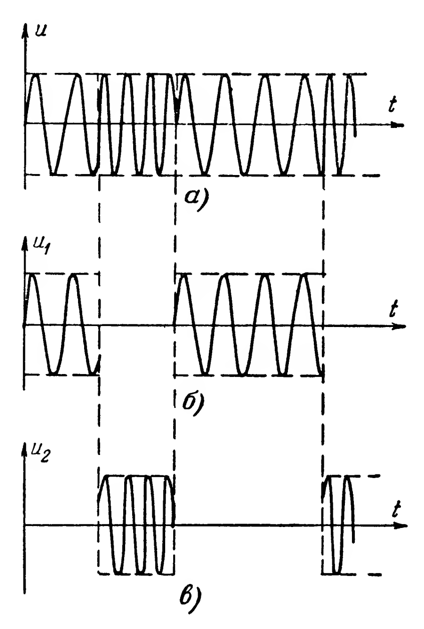


Рис. 33.
а — график напряжения при частотной манипуляции, частота изменяется скачком со значения ω_1 до величины ω_2; *б* и *в* — разложение напряжения на два колебания с амплитудной манипуляцией и частотами соответственно ω_1 и ω_2.

сигнала после демодуляции. Как было указано выше, довольно часто практически достаточна полоса $2\Omega_{макс}=2\cdot3\Omega_1$ и даже еще меньше.

Частота сигнала после частотной манипуляции должна иметь два граничных значения $\omega_1=\omega_{мин}$ и $\omega_2=\omega_{макс}$. График напряжения *u*, частота которого имеет два значения, показан на рис. 33,*а*. Такое напряжение можно представить как сумму двух сигналов u_1 и u_2 с амплитудной манипуляцией, т. е. получающимся от двух передатчиков с амплитудной манипуляцией.

В моменты переключений колебания на одной частоте мгновенно прекращаются и возникают на другой частоте. Так как в эти моменты фазы исчезающих и возникающих колебаний могут быть различны, то фаза результирующего напряжения *u* (рис. 33,*а*) изменяется скачком. Спектр напряжения по рис. 33,*а* также составляется из спектров двух сигналов u_1 и u_2 по рис. 33,*б* и *в*. Результирующий спектр представлен на рис. 34. Необходимая ширина спектра сигнала, очевидно, равна

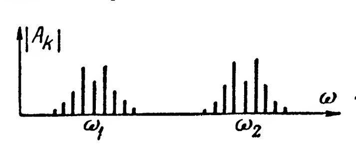


Рис. 34. Спектр сигнала по рис. 33,*а*.

$2\Omega_{макс}+(\omega_2-\omega_1)$, т. е. больше, чем при амплитудной манипуляции, на величину $\omega_2-\omega_1$.

Уровень первичного сигнала в приемнике после демодуляции частотно-модулированных сигналов тем выше, чем больше разность

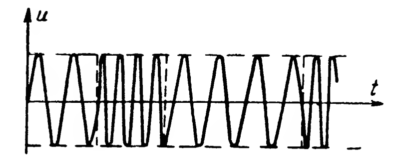


Рис. 35. Спектр напряжения при частотной манипуляции, частота изменяется со значения ω_1 до величины ω_2 и обратно.

частот ω_2 и ω_1. Поэтому необходимая ширина спектра сигнала значительно больше, чем при амплитудной манипуляции. В системах телемеханики по проводным линиям такой метод получения сигналов с манипуляцией по частоте не применяется.

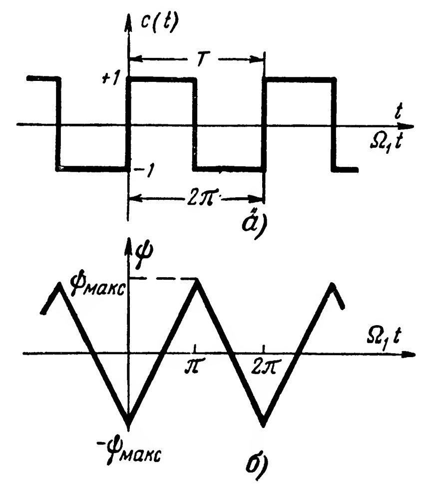


Рис. 36. Частотная манипуляция.
а — первичный сигнал; *б* — график изменения фазы.

Обычно для частотной манипуляции изменяют скачкообразно один из параметров генератора несущих колебаний. При таком изменении параметра частота генерируемых колебаний также изменяется скачком. График напряжения генератора показан на рис. 35. Он отличается от графика напряжения по рис. 33,*а* тем, что в моменты скачкообразного изменения частоты нет разрыва фазы. Отсутствие

скачкообразного изменения фазы существенно сказывается на спектре сигнала с частотной манипуляцией. Найдем этот спектр, предполагая, что модулирующим сигналом является последовательность прямоугольных двухполярных импульсов с периодом $T=2\pi/\Omega_1=2\tau$ (рис. 36,*а*), т. е.

$$c(t)=\frac{2}{\pi}\left(\sin\Omega_1 t-\frac{1}{3}\sin 3\Omega_1 t+\frac{1}{5}\sin 5\Omega_1 t-\ldots\right).$$

Напряжение после частотной манипуляции запишем по формуле (26):

$$u=U_0\cos\theta=U_0\cos\left[\omega_0 t+\Delta\omega\int c(t)\,dt\right]=$$
$$=U_0\cos[\omega_0 t+\psi]=U_0\cos\omega_0 t\cos\psi-U_0\sin\omega_0 t\sin\psi, \qquad (39)$$

где $\psi=\Delta\omega\int c(t)\,dt$ — изменение фазы в результате частотной манипуляции (при отсутствии манипуляции, т. е. у несущего колебания, фаза $\psi=0$). График изменения фазы ψ показан на рис. 36,*б*. Фаза изменяется от $-\psi_{\text{макс}}$ до $\psi_{\text{макс}}$, т. е. на величину

$$2\psi_{\text{макс}}=\Delta\omega\int\limits_0^{T/2}c(t)\,dt=\Delta\omega\int\limits_0^{T/2}1\,dt=$$
$$=\frac{\Delta\omega T}{2}=\frac{\Delta\omega\cdot 2\pi}{2\Omega_1}=\beta\pi$$

или

$$\psi_{\text{макс}}=\beta\frac{\pi}{2}, \qquad (40)$$

где β — индекс частотной модуляции. В выражении (39) $\cos\psi$ и $\sin\psi$ — периодические функции, так как изменение фазы ψ происходит периодически. Периодические функции $f_1(t)=\cos\psi$ и $f_2(t)=\sin\psi$ можно разложить в ряды Фурье

$$f(t)=A_0+\sum_{k=1}^{\infty}A_k\cos k\Omega_1 t+$$
$$+\sum_{k=1}^{\infty}B_k\sin k\Omega_1 t$$

и тем самым найти спектр напряжения после частотной манипуляции.

При вычислении коэффициентов A_0, A_k и B_k следует учесть, что в интервале времени от 0 до $T/2\,(\pi)$ фаза ψ изменяется по закону $\psi=\beta(\Omega_1 t-\pi/2)$, в интервале времени от $T/2\,(\pi)$ до $T\,(2\pi)$ —

по закону $\psi = \beta\left(\frac{3\pi}{2} - \Omega_1 t\right)$. Например, по формулам (4) для функции $f_1(t) = \cos\psi$ получим:

$$A_0 = \frac{1}{2\pi}\int\limits_0^{2\pi} f_1(t)\, d\Omega_1 t = \frac{1}{2\pi}\int\limits_0^{\pi} \cos\beta\left(\Omega_1 t - \frac{\pi}{2}\right) d\Omega_1 t +$$

$$+ \frac{1}{2\pi}\int\limits_{\pi}^{2\pi} \cos\beta\left(\frac{3\pi}{2} - \Omega_1 t\right) d\Omega_1 t =$$

$$= \frac{1}{2\pi\beta}\left[\sin\beta\left(\Omega_1 t - \frac{\pi}{2}\right)\Big|_0^{\pi} - \sin\beta\left(\frac{3\pi}{2} - \Omega_1 t\right)\Big|_{\pi}^{2\pi}\right] =$$

$$= \frac{2}{\pi\beta}\sin\beta\frac{\pi}{2};$$

$A_k = \frac{1}{2\pi}\int\limits_0^{2\pi} f_1(t)\cos k\Omega_1 t\, d\Omega_1 t = \frac{4\beta}{\pi(\beta^2 - k^2)}\sin\beta\frac{\pi}{2}$ при четном k. При нечетном k получается $A_k = 0$.

$$B_k = \frac{1}{2\pi}\int\limits_0^{2\pi} f_1(t)\sin k\Omega_1 t d\Omega_1 t = 0 \text{ при всех } k.$$

Аналогично для функции $f_2(t) = \sin\psi$ получим $A_0 = 0$; $B_k = 0$. $A_k = \frac{4\beta}{\pi(\beta^2 - k^2)}\cos\beta\frac{\pi}{2}$ при нечетном k и $A_k = 0$ при четном k.

В результате напряжение после частотной манипуляции первичным сигналом по рис. 36,*а* записывается в виде

$$u = U_0\frac{2}{\pi\beta}\sin\beta\frac{\pi}{2}\cos\omega_0 t +$$

$$+ \sum_{n=0}^{\infty} U_0\frac{4\beta}{\pi[\beta^2 - (2n)^2]}\sin\beta\frac{\pi}{2}\cos 2n\Omega_1 t\cos\omega_0 t -$$

$$- \sum_{n=0}^{\infty} U_0\frac{4\beta}{\pi[\beta^2 - (2n+1)^2]}\cos\beta\frac{\pi}{2}\cos(2n+1)\Omega_1 t\sin\omega_0 t.$$

Заменяя произведение косинусов по формуле (30) и произведение синуса на косинус по формуле $\sin x\cos y = \frac{1}{2}\sin(x - y) + \frac{1}{2}\sin(x + y)$, окончательно получим:

$$u = \frac{2U_0}{\pi\beta}\left[\sin\beta\frac{\pi}{2}\cos\omega_0 t - \frac{\beta^2}{\beta^2-1}\cos\beta\frac{\pi}{2}\sin(\omega_0 - \right.$$

$$- \Omega_1)t - \frac{\beta^2}{\beta^2-1^2}\cos\beta\frac{\pi}{2}\sin(\omega_0+\Omega_1)t +$$

$$+\frac{\beta^2}{\beta^2-2^2}\sin\beta\frac{\pi}{2}\cos(\omega_0-2\Omega_1)t +$$

$$\left. + \frac{\beta^2}{\beta^2-2^2}\sin\beta\frac{\pi}{2}\cos(\omega_0+2\Omega_1)t - \ldots\right]. \qquad (41)$$

Таким образом, спектр состоит из колебаний на несущей частоте ω_0 и на боковых частотах $\omega_0 \pm k\Omega_1$, как и в случае гармонического модулирующего сигнала $c(t) = \cos\Omega_1 t$, но амплитуды колебаний другие.

После манипуляции можно выделить фильтром полосу частот, достаточную для получения удовлетворительной формы первичного сигнала в приемнике.

Для иллюстрации найдем амплитуды спектра сигнала аппаратуры ТМТ-6м при наибольшей допустимой скорости передачи импульсов 40 *бод* и девиации частоты 40 *гц*. При этой скорости передачи основная частота последовательности прямоугольных импульсов $\Omega_1 = 2\pi\cdot 20$ *гц*, индекс частотной модуляции $\beta = \frac{\Delta\omega}{\Omega_1} = \frac{2\pi\cdot 40}{2\pi\cdot 20} = 2.$

Относительные значения амплитуд спектра после частотной манипуляции $u_{отн} = U_k \Big/ \frac{2U_0}{\pi\beta}$, вычисленные по формуле (41), приведены в табл. 2.

Таблица 2

Частота	$\omega_0-\Omega_1$ $\omega_0+\Omega_1$	$\omega_0-2\Omega_1$ $\omega_0+2\Omega_1$	$\omega_0-3\Omega_1$ $\omega_0+3\Omega_1$	$\omega_0-5\Omega_1$ $\omega_0+5\Omega_1$	$\omega_0-7\Omega_1$ $\omega_0+7\Omega_1$	$\omega_0-9\Omega_1$ $\omega_0+9\Omega_1$	$\omega_0-11\Omega_1$ $\omega_0+11\Omega_1$
$u_{отн}$	1,33	1,57	0,80	0,19	0,089	0,052	0,034

При полученном частном значении $\beta=2$ в спектре отсутствуют составляющие с несущей частотой и боковыми частотами четных номеров $k>2$.

Для аппаратуры КП-59 при максимальной скорости передачи 35 *бод* и девиации частоты 47 *гц* такой же расчет дает следующие относительные значения амплитуд (табл. 3).

Таблица 3

Частота	ω_0	$\omega_0-\Omega_1$ $\omega_0+\Omega_1$	$\omega_0-2\Omega_1$ $\omega_0+2\Omega_1$	$\omega_0-3\Omega_1$ $\omega_0+3\Omega_1$	$\omega_0-4\Omega_1$ $\omega_0+4\Omega_1$
$u_{отн}$	0,873	0,562	1,972	1,910	0,713

Частота	$\omega_0-5\Omega_1$ $\omega_0+5\Omega_1$	$\omega_0-6\Omega_1$ $\omega_0+6\Omega_1$	$\omega_0-7\Omega_1$ $\omega_0+7\Omega_1$	$\omega_0-8\Omega_1$ $\omega_0+8\Omega_1$	$\omega_0-9\Omega_1$ $\omega_0+9\Omega_1$
$u_{отн}$	0,195	0,220	0,084	0,110	0,047

В обоих случаях индекс модуляции невелик, и для получения удовлетворительной формы первичного сигнала после демодуляции достаточно передавать спектр с сохранением нескольких (не более 3—5) боковых частот.

При больших индексах модуляции удельный вес боковых составляющих высоких номеров k растет. Действительно, амплитуды боковых гармоник пропорциональны величине $\frac{\beta^2}{\beta^2-k^2}$, т. е. растут, пока k, увеличиваясь, приближается к значению β, а затем при $k > \beta$ быстро убывают. Если ограничить спектр гармониками с номером $k=\beta$, то получится ширина спектра $2k\Omega_1 = 2\Delta\omega$. Следовательно, во всех случаях при частотной манипуляции нужно сохранить полосу частот, бо́льшую удвоенного значения девиации частоты $\Delta\omega$.

При передаче сигналов с частотной манипуляцией по радиоканалу ширина спектра сигнала зависит от полосы пропускания резонансных контуров высокой частоты радиопередатчика. Практически приходится считаться с боковыми частотами высокого порядка, вплоть до $k=(20\div40)\gg\beta$. Амплитуды гармоник таких больших порядков пропорциональны $1/k^2$, следовательно, их удельный вес очень быстро уменьшается. При амплитудной манипуляции амплитуды боковых гармоник убывают, как показано выше, пропорционально $1/k$. Поэтому спектр сигнала в радиоканале (в эфире) при частотной манипуляции может быть у́же спектра сигнала с амплитудной манипуляцией. Например, при скорости телеграфирования 500 слов в минуту практически получается ширина спектра сигнала с частотной манипуляцией немногим больше 3 000 *гц*, а при амплитудной она составляет 6 000 *гц*. При частотной манипуляции ширину спектра сигнала в радиоканале можно еще сократить искусственно—округлением острых углов прямоугольных импульсов.

Метод двух генераторов с аплитудной манипуляцией позволяет получить частотную манипуляцию с большим индексом. Относительная девиация частоты может составлять десятки процентов. Такой метод частотной манипуляции применяют в некоторых системах радиоуправления и радиотелеметрии, когда ставится задача получить больший индекс частотной модуляции [Л. 13].

12. СПЕКТРЫ СИГНАЛОВ ПРИ ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИИ

Многоканальную связь по проводным линиям связи можно организовать не только путем амплитудной или частотной модуляции (частотное уплотнение), но и при помощи импульсной модуляции (временное уплотнение).

При импульсной модуляции первичный сигнал модулирует не гармоническое напряжение, а последовательность прямоугольных импульсов малой длительности τ по сравнению с периодом следо-

вания T (рис. 37,*а*), т. е. большой скважности T/τ. Первичный сигнал (модулирующее напряжение), например одиночный импульс (рис. 37,*б*), может воздействовать на амплитуду последовательности импульсов (рис. 37,*в*). Такая модуляция называется амплитудно-импульсной (АИМ). Если первичный сигнал воздействует на ширину импульсов (рис. 37,*г*), получается широтно-импульсная модуляция (ШИМ), при воздействии на фазу — фазово-импульсная модуляция (ФИМ). В результате фазово-импульсной модуляции (рис. 37,*д*) смещается положение импульсов относительно моментов следования немодулированной последовательности импульсов (рис. 37,*а*) или, как говорят, тактовых точек. В телемеханике последние два метода называют время-импульсными (ВИМ). Наконец, возможно воздействие на частоту следования импульсов (рис. 37,*е*) — частотно-импульсная модуляция (ЧИМ). На рис. 37,*г* при широтно-импульсной модуляции длительность импульсов изменяется в результате смещения заднего фронта, но можно смещать и передний фронт или одновременно оба фронта.

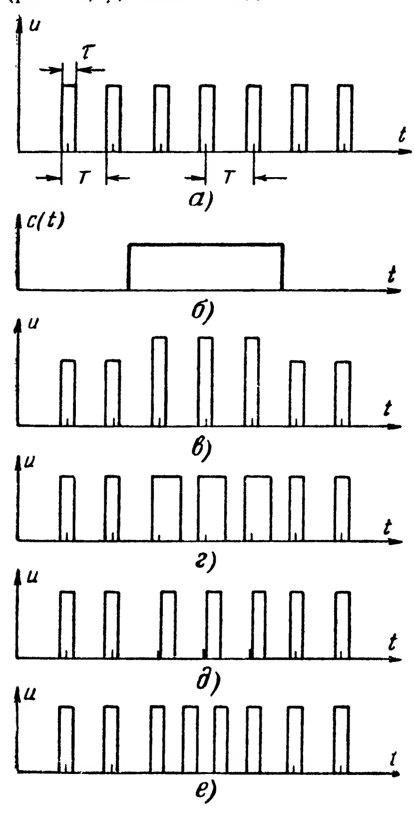


Рис. 37. Импульсная модуляция.
а — последовательность немодулированных импульсов; *б* — модулирующий сигнал; *в* — АИМ; *г* — ШИМ; *д* — ФИМ; *е* — ЧИМ.

Немодулированная последовательность импульсов принципиально не отличается от последовательности импульсов первичного сигнала по рис. 4,*а* только скважность во много раз больше. Разложение в ряд Фурье такой последовательности импульсов уже приводилось в § 2:

$$u(t) = E\frac{\tau}{T}\left[1 + \sum_{k=1}^{\infty} 2\frac{\frac{\sin k\omega_0\tau}{2}}{k\omega_0\tau/2}\cos k\omega_0 t\right] \tag{42}$$

или

$$u(t) = E\frac{\tau}{T}\left[1 + \sum_{k=1}^{\infty} a_k \cos k\omega_0 t\right], \tag{43}$$

где E — высота импульсов;

$a_k = 2\frac{\sin k\omega_0\tau/2}{k\omega_0\tau/2}$ — относительные амплитуды гармоник;

$\omega_0 = 2\pi/T$ — частота следования импульсов.

Спектр—дискретный с частотами, кратными основной частоте ω_0, аналогичный спектрам на рис. 5.

Предположим теперь, что последовательность импульсов модулируется гармоническим первичным сигналом $c(t) = \sin \Omega_1 t$ по

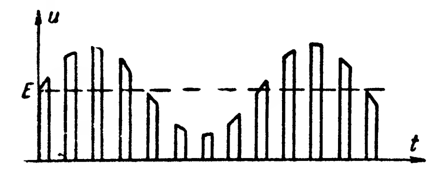


Рис. 38. Импульсы, модулированные по амплитуде.

амплитуде (рис. 38), т. е. высота импульсов изменяется по закону $E(1+m\sin\Omega_1 t)$, где m — глубина модуляции.

Чтобы найти спектр модулированного сигнала, перепишем выражение (43), в котором постоянную высоту импульсов заменим изменяющейся по гармоническому закону:

$$u(t) = E(1 + m\sin\Omega_1 t)\frac{\tau}{2}\left[1 + \sum_{k=1}^{\infty} a_k \cos k\omega_0 t\right] =$$

$$= E\frac{\tau}{T} + E\frac{\tau}{T} m\sin\Omega_1 t + E\frac{\tau}{T}\sum_{k=1}^{\infty} a_k \cos k\omega_0 t +$$

$$\left. + E\frac{\tau}{T}\sum_{k=1}^{\infty} m a_k \sin\Omega_1 t \cos k\omega_0 t\right],$$

или после замены произведения синус на косинус по формуле

$$\sin x \cos y = \frac{1}{2}\sin(x+y) + \frac{1}{2}\sin(x-y) \tag{44}$$

получим:

$$u(t) = E\frac{\tau}{T} + E\frac{\tau}{T} m\sin\Omega_1 t + E\frac{\tau}{T}\sum_{k=1}^{\infty} a_k \cos k\omega_0 t +$$

$$+ E\frac{\tau}{T}\sum_{k=1}^{\infty}\frac{m}{2} a_k \sin(k\omega_0 - \Omega_1)t +$$

$$+ E\frac{\tau}{T}\sum_{k=1}^{\infty}\frac{m}{2} a_k \sin(k\omega_0 + \Omega_1)t. \tag{45}$$

Сравнивая полученное выражение с (43), видим, что в результате амплитудно-импульсной модуляции в спектре, кроме постоянной составляющей $E\tau/T$ и колебаний с частотами, кратными основной частоте ω_0, появились дополнительные составляющие. Во-первых, это составляющая с частотой модулирующего сигнала Ω_1, во-вторых,—нижняя $k\omega_0-\Omega_1$ и верхняя $k\omega_0+\Omega_1$ боковые составляющие около каждой k-й гармоники основной частоты. Спектр модулированного сигнала показан на рис. 39.

Появление в спектре составляющей с частотой Ω_1 физически совершенно ясно. Ведь если у последовательности импульсов постоянной высоты среднее значение также постоянно, то у последовательности импульсов, модулированных по амплитуде с частотой Ω_1 (рис. 38), и среднее значение изменяется с частотой Ω_1.

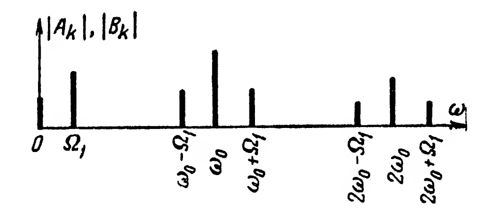


Рис. 39. Спектр импульсов по рис. 38.

Важно заметить, что ширина спектра последовательности импульсов, которую нужно сохранить при передаче, практически не изменяется в результате модуляции по амплитуде (появление боковых частот $k\omega_0 \pm \Omega_1$ не сказывается на ширине спектра). Действительно, в обоих случаях необходимая ширина спектра определяется длительностью импульсов τ, которая при амплитудной модуляции не изменяется.

Так как в спектре есть модулирующая частота Ω_1, то выделить в приемнике первичный сигнал можно низкочастотным фильтром, конечно после необходимого усиления.

Если последовательность импульсов модулируется не простым гармоническим сигналом, а первичным сигналом, ширина спектра которого $\Omega_{мин} \div \Omega_{макс}$, то в спектре модулированного сигнала появляются полосы частот $\Omega_{мин} \div \Omega_{макс}$ и $k\omega_0 \pm (\Omega_{мин} \div \Omega_{макс})$, как и показано на рис. 40. Первичный сигнал можно выделить низкочастотным фильтром только в том случае, если первая нижняя боковая полоса $(\omega_0 - \Omega_{макс}) \div (\omega_0 - \Omega_{мин})$ не перекрывается с полосой $\Omega_{мин} \div \Omega_{макс}$. Поэтому частота следования импульсов ω_0 должна быть по крайней мере вдвое больше максимальной частоты спектра модулирующего сигнала $\Omega_{макс}$. Например, при передаче телефонного разговора с наивысшей частотой 3 400 *гц* выбирают частоту следования импульсов 8—10 *кгц*.

Рассмотренную здесь амплитудно-импульсную модуляцию обычно называют модуляцией 1-го рода—АИМ-1. При амплитудно-импульсной модуляции 2-го рода—АИМ-2 под действием модулирую-

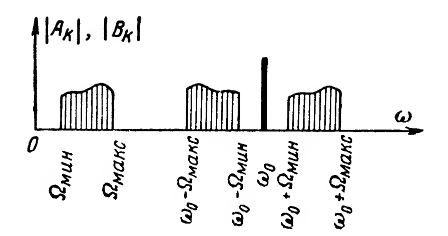
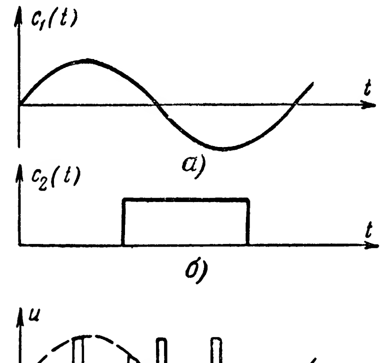


Рис. 40. Спектр сигнала при амплитудно-импульсной модуляции.

щего сигнала изменяется высота импульсов, но форма их остается прямоугольной. Спектральный состав модулированной последовательности импульсов при АИМ-2 не отличается от спектрального состава сигнала при АИМ-1. Несколько изменяются только амплитуды боковых составляющих и составляющих с частотами спектра модулирующего сигнала.



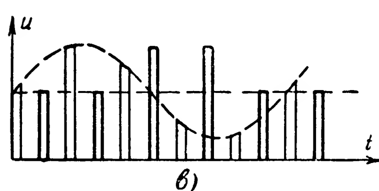


Рис. 41. Амплитудно-импульсная модуляция в двух каналах.

а и *б* — первичные сигналы; *в* — последовательность промодулированных импульсов.

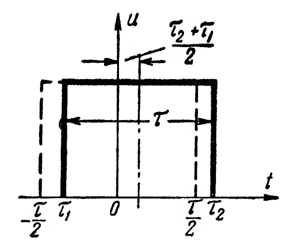


Рис. 42. Смещение импульса при фазо-импульсной модуляции.

Для организации многоканальной связи в промежутке времени между двумя импульсами одного канала передают импульсы до нескольких десятков других каналов. На рис. 41 показан суммарный сигнал двух каналов связи, у которых модулирующие функции $c_1(t)$ и $c_2(t)$ различны. В приемнике, как уже указывалось, импульсы различных каналов разделяются при помощи коммутатора, синхронно работающего с коммутатором передатчика.

Чем больше каналов надо организовать, тем, очевидно, меньше должна быть длительность импульса τ. С уменьшением длительности импульса растет необходимая полоса частот ($F \approx 1/\tau$), а ампли-

туды составляющих спектра, которые выделяются в приемнике низкочастотным фильтром, уменьшаются.

При фазово-импульсной модуляции смещается положение импульсов относительно тактовых точек (рис. 42). Если у немодулированного импульса передний фронт соответствует моменту времени $-\tau/2$, а задний — моменту времени $+\tau/2$, то для модулированного импульса эти моменты будут:

$$\tau_1 = -\frac{\tau}{2} + \vartheta \sin \Omega_1 t; \quad \tau_2 = \frac{\tau}{2} + \vartheta \sin \Omega_1 (t - \tau),$$

где ϑ — наибольшее смещение фронта.

В последнем выражении время t заменено временем $t-\tau$, так как задний фронт импульса смещен относительно переднего на интервал времени, равный длительности импульса τ.

Запишем модулированное напряжение. Для этого в формуле (42) для немодулированного сигнала, во-первых, заменим τ на $\tau_2-\tau_1$ чтобы учесть смещение фронтов импульса, во-вторых, время t заменим временем $t - \frac{\tau_2 + \tau_1}{2}$, чтобы учесть смещение центра импульса относительно тактовой точки. Тогда получим:

$$u = E\frac{\tau_2 - \tau_1}{T}\left[1 + \sum_{k=1}^{\infty} 2\frac{\sin k\omega_0 \frac{\tau_2 - \tau_1}{2}}{k\omega_0 \frac{\tau_2 - \tau_1}{2}} \cos k\omega_0 \left(t - \frac{\tau_2 + \tau_1}{2}\right)\right]$$

или, заменяя произведение синуса на косинус по формуле (44) и подставляя $T\omega_0 = 2\pi$, найдем, что

$$u = E\frac{\tau_2 - \tau_1}{T} + \sum_{k=1}^{\infty} E\frac{1}{k\pi}\left[\sin k\omega_0 (t - \tau_1) - \sin k\omega_0 (t - \tau_2)\right].$$

Подставим еще значения τ_1, τ_2 и $\tau_2 - \tau_1$. Тогда получим:

$$u = E\frac{\tau}{T} + E\frac{\vartheta}{T}\sin \Omega_1 (t - \tau) - E\frac{\vartheta}{T}\sin \Omega_1 t +$$

$$+ E\sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k\pi}\left\{\sin k\omega_0 \left[t + \frac{\tau}{2} - \vartheta \sin \Omega_1 t\right] - \right.$$

$$\left. - \sin k\omega_0 \left[t - \frac{\tau}{2} - \vartheta \sin \Omega_1 (t - \tau)\right]\right\}.$$

Наконец, заменим разность синусов по формуле $\sin x - \sin y = 2\cos\frac{x+y}{2}\cos\frac{x-y}{2}$, а синус разности двух углов — по фор-

муле $\sin(x-y) = \sin x \cos y - \cos x \sin y$ и найдем, что

$$u = E\frac{\tau}{T} + 2E\frac{\vartheta}{T}\sin\Omega_1\left(-\frac{\tau}{2}\right)\cos\Omega_1\left(t-\frac{\tau}{2}\right) +$$

$$+\sum_{k=1}^{\infty}\frac{E}{k\pi}\left\{\sin k\omega_0\left(t+\frac{\tau}{2}\right)\cos\left[k\omega_0\vartheta\sin\Omega_1 t\right] -\right.$$

$$-\cos k\omega_0\left(t+\frac{\tau}{2}\right)\sin\left[k\omega_0\vartheta\sin\Omega_1 t\right] -$$

$$-\sin k\omega_0\left(t-\frac{\tau}{2}\right)\cos\left[k\omega_0\vartheta\sin\Omega_1(t-\tau)\right] +$$

$$\left.+\cos k\omega_0\left(t-\frac{\tau}{2}\right)\sin\left[k\Omega_0\vartheta\sin\Omega_1(t-\tau\right]\right\}.$$

Как и при частотной и фазовой модуляции, выражения типа $\cos[a\sin b]$ и $\sin[a\sin b]$ представим тригонометрическими рядами, коэффициентами которых являются функции Бесселя первого рода. Например:

$$\cos\left[k\omega_0\vartheta\sin\Omega_1 t\right] = J_0(k\omega_0\vartheta) + 2\sum_{n=1}^{\infty}J_{2n}(k\omega_0\vartheta)\cos 2n\Omega_1 t;$$

$$\sin\left[k\omega_0\vartheta\sin\Omega_1 t\right] = 2\sum_{n=0}^{\infty}J_{2n+1}(k\omega_0\vartheta)\cos 2(n+1)\Omega_1 t.$$

После приведения подобных членов получим:

$$u = E\frac{\tau}{T} - 2E\frac{\vartheta}{T}\sin\Omega_1\frac{\tau}{2}\cos\Omega_1\left(t-\frac{\tau}{2}\right) +$$

$$+\sum_{k=1}^{\infty}M_k\cos k\omega_0 t +$$

$$+\sum_{k=1}^{\infty}\sum_{n=1}^{\infty}N_{kn}\cos\left[(k\omega_0 - n\Omega_1)t + n\Omega_1\frac{\tau}{2}\right] +$$

$$+\sum_{k=1}^{\infty}\sum_{n=1}^{\infty}Q_{kn}\cos\left[(k\omega_0 + n\Omega_1)t - n\Omega_1\frac{\tau}{2}\right].$$

Таким образом, спектр, как и при амплитудно-импульсной модуляции, содержит постоянную составляющую, составляющую с частотой модулирующего сигнала Ω_1, основную гармонику с частотой ω_0 ($k=1$) и кратные ей высшие гармоники с частотами $k\omega_0$. Но около составляющей основной частоты и каждой высшей гармоники появились не одна нижняя и одна верхняя боковые спектральные линии, а дискретные полосы боковых гармоник с частотами $k\omega_0 \pm n\Omega_1$ (рис. 43).

Амплитуды гармонических составляющих спектра определяются по формулам:

$$M_k = \frac{2E}{k\pi} J_0 (k\omega_0 \vartheta) \sin k\omega_0 \frac{\tau}{2};$$

$$N_{kn} = \frac{2E}{k\pi} J_n (k\omega_0\vartheta) \sin (k\omega_0 + n\Omega_1) \frac{\tau}{2};$$

$$Q_{kn} = \frac{2E}{k\pi} J_n (k\omega_0\vartheta) \sin (k\omega_0 - n\Omega_1) \frac{\tau}{2}.$$

Численные расчеты показывают, что амплитуды боковых гармоник очень быстро уменьшаются, так что практически ширина спектра частот при ФИМ получается такой же, как и при АИМ.

Возможны и несколько другие принципы получения фазово-импульсной модуляции с передачей не только смещенных (рабочих) импульсов, но и тактовых импульсов. Спектр модулированного сигнала можно получить суммированием спектров периодической последовательности тактовых импульсов и спектра рабочих импульсов. При этом получаются спектры, аналогичные рассмотренному.



Рис. 43. Спектр сигнала при фазово-импульсной модуляции.

Спектры сигналов с широтно-импульсной модуляцией и частотно-импульсной модуляцией по составу такие же, как при фазово-импульсной модуляции. При ШИМ длительность импульсов по сравнению с τ — длительностью импульсов при отсутствии модуляции может и увеличиваться и уменьшаться. Если длительность импульсов в процессе модуляции заметно уменьшается (большая глубина модуляции), то соответственно расширяется необходимая полоса частот.

По проводным линиям можно передавать последовательность импульсов, модулированных любым методом. В системах телемеханики и связи чаще, однако, выбирают время-импульсные методы (ФИМ и ШИМ), обладающие лучшей помехоустойчивостью по сравнению с методом АИМ. Метод ЧИМ при многоканальной связи с временным разделением ставит ряд дополнительных трудностей.

При связи по радиоканалам, например, радиорелейным линиям необходима повторная модуляция амплитудная или частотная. Во время повторной модуляции гармоническое напряжение высокой частоты модулируется сигналами, полученными в результате импульсных методов модуляции последовательности прямоугольных импульсов.

13. СПЕКТР СИГНАЛОВ ПРИ ОДНОВРЕМЕННОЙ МОДУЛЯЦИИ ПО АМПЛИТУДЕ И ПО ЧАСТОТЕ

Двойная модуляция гармонического напряжения несущей частоты по амплитуде и по частоте применяется в аппаратуре телемеханики, например типов ТУ-3 и ТДО-400, для передачи сигналов телеуправления — телесигнализации и одновременно диспетчерской телефонной связи.

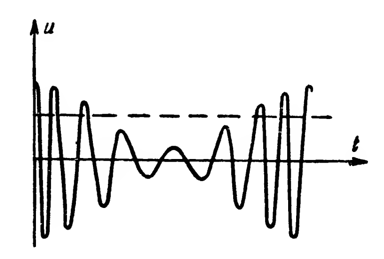


Рис. 44. Одновременная модуляция по амплитуде и по частоте.

Наиболее простой по составу спектр сигнала с двойной модуляцией получится при гармоническом законе изменения как частоты, так и амплитуды (рис. 44), а именно:

$$\omega = \omega_0 + \Delta\omega \cos \Omega_1 t; \quad U = U_0 (1 + m \cos \Omega_2 t).$$

Модулированное по частоте напряжение было получено в § 10 при постоянной амплитуде U_0 (34). При изменении амплитуды в этом выражении следует заменить постоянную амплитуду U_0 изменяющейся. Тогда получим:

$$u = U_0 (1 + m \cos \Omega_2 t) J_0 (\beta) \cos \omega_0 t - U_0 (1 + m \cos \Omega_2 t) \times$$

$$\times J_1 (\beta) \cos (\omega_0 - \Omega_1) t + U_0 (1 + m \cos \Omega_2 t) J_1 (\beta) (\cos \omega_0 + \Omega_1) t +$$

$$+ U_0 (1 + m \cos \Omega_2 t) J_2 (\beta) \cos (\omega_0 - 2\Omega_1 t) + U_0 (1 + m \cos \Omega_2 t) \times$$

$$\times J_2 (\beta) \cos (\omega_0 + 2\Omega_1) t + U_0 (1 + m \cos \Omega_2 t) J_3 (\beta) \cos (\omega_0 - 3\Omega_1) t + ..$$

По сравнению с напряжением, модулированным только по частоте, здесь появляются дополнительные составляющие двух видов:

$$m U_0 J_0 (\beta) \cos \omega_0 t \cos \Omega_2 t = \frac{m}{2} U_0 J_0 (\beta) [\cos (\omega_0 - \Omega_2) t +$$

$$+ \cos (\omega_0 + \Omega_2) t]$$

и

$$m U_0 J_k (\beta) \cos (\omega_0 \pm k\Omega_1) t \cos \Omega_2 t =$$

$$= \frac{m}{2} U_0 J_k (\beta) [\cos (\omega_0 \pm k\Omega_1 - \Omega_2) t + \cos (\omega_0 \pm k\Omega_1 + \Omega_2) t].$$

Чтобы яснее выявить спектральный состав сигнала, предположим сначала, что $\Omega_1 \gg \Omega_2$, т. е. изменения амплитуды происходят

значительно медленнее, чем изменения частоты. Тогда можно считать, что в спектре частотно-модулированного сигнала около несущего колебания с частотой ω_0 и боковых составляющих с частотами $\omega_0 \pm k\Omega_1$ появились по два спутника с частотами, отличающимися на $\pm\Omega_2$. Спектр такого сигнала показан на рис. 45.

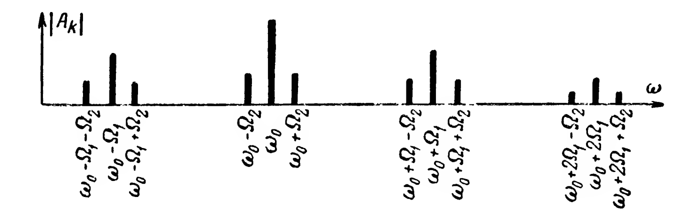


Рис. 45. Спектр сигнала по рис. 44 при $\Omega_1 \gg \Omega_2$.

Для систем телемеханики интереснее второй частный случай, а именно спектр сигнала при $\Omega_1 \ll \Omega_2$. Тогда удобнее считать, что у спектра амплитудно-модулированного сигнала, сотоящего из трех гармонических составляющих с частотами ω_0, $\omega_0 - \Omega_2$ и $\omega_0 + \Omega_2$, появились боковые дискретные полосы: верхняя с частотами $+k\Omega_1$ и нижняя с частотами $-k\Omega_1$. Спектр сигнала для этого случая двойной модуляции показан на рис. 46. Практически необходимая шири-

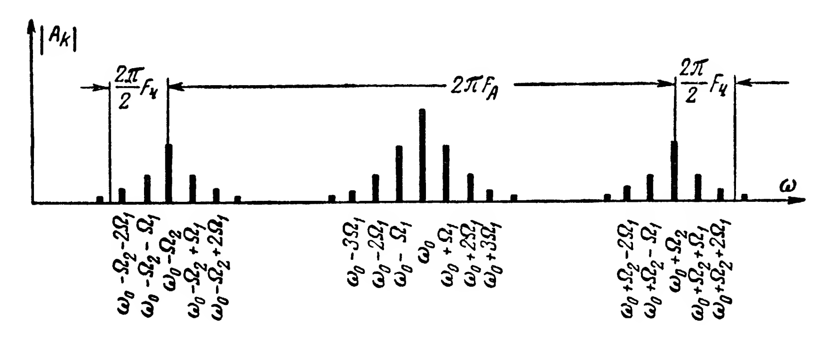


Рис. 46. Спектр сигнала по рис. 44 при $\Omega_1 \ll \Omega_2$.

на спектра сигнала примерно равна сумме необходимых спектров сигналов только при амплитудной модуляции $F_А$ и только при частотной модуляции $F_Ч$ (рис. 46). При малом индексе частотной модуляции ($\beta < 1$) необходимая ширина спектра лишь немногим больше, чем при амплитудной модуляции.

В аппаратуре телемеханики, например, типа ТУ-3 спектр по составу сложнее, так как первичный амплитудно-модулирующий сигнал не гармонический, а диспетчерской связи, т. е. сигнал с тональным диапазоном частот порядка 300—2 300 *гц*. Девиация частоты 50 *гц*—невелика, индекс частотной модуляции не более 2—2,5 при скорости передачи 40—50 *бод*.

14. ПОВТОРНАЯ МОДУЛЯЦИЯ И СМЕЩЕНИЕ СПЕКТРА

В многоканальных системах телемеханики и связи большей частью применяется аппаратура с повторной модуляцией. В таких системах сигналы датчиков телеизмерения, команд телеуправления, телефона и сигнальных устройств модулируют не основные высокочастотные колебания, а напряжения более низких частот, которые называют поднесущими колебаниями или просто поднесущими.

Рассмотрим, например, получение модулированных колебаний в комбинированном высокочастотном посте связи и телемеханики типа КП-59. В основном варианте аппаратура типа КП-59 предназначена для организации двух телефонных каналов по высоковольтным линиям с передачей одной боковой полосы, но рекомендуется и для организации каналов по проводным линиям связи [Л. 14].

Основная несущая частота выбирается в диапазоне от 35 до 350 *кгц*.

Принципиально для передачи сигналов тональной частоты 0,3—2,4 *кгц* от двух телефонных аппаратов можно было бы выбрать две несущие частоты в диапазоне 35—350 *кгц* и два модулятора (по одному на каждый канал). Однако такая аппаратура имела бы ряд существенных недостатков.

В аппаратуре типа КП-59 применяется две ступени частотного преобразования, т. е. повторная модуляция. Сигналы двух телефонных аппаратов подаются на входы двух отдельных модуляторов и модулируют по амплитуде две различные поднесущие с частотами 15 и 18 *кгц*. На выходах полосовые фильтры выделяют нижние боковые полосы, т. е. полосы частот 12,6—14,7 *кгц* и 15,6—17,7 *кгц*. Вместе с контрольными частотами 15 и 18 *кгц* получается суммарный сигнал с полосой частот 12,6—18 *кгц*. Этот сигнал поступает на вход группового модулятора, где и происходит повторная амплитудная модуляция с последующим выделением верхней или нижней боковой полосы. В результате такой повторной модуляции спектр суммарного сигнала смещается по шкале частот. Приемник аппаратуры типа КП-59 также имеет две ступени преобразования.

Применение двух ступеней преобразования в тракте передачи позволяет выделить одну боковую полосу при помощи сравнительно простых полосовых фильтров. Действительно, интервал частот Δf между верхней и нижней боковыми полосами (рис. 26) составляет $15{,}3 - 14{,}7 = 0{,}6$ *кгц* или в относительных единицах $\frac{0{,}6}{15} \cdot 100 = 4\%$. Если бы сигнал телефонного аппарата модулировал сразу напряжение основной несущей частоты, например 100 *кгц*, то в относительных единицах интервал частот составил бы всего $\frac{0{,}6}{100} \cdot 100 = 0{,}6\%$. Поэтому разделить фильтром верхнюю и нижнюю полосы частот было бы значительно труднее.

По той же причине две ступени преобразования в тракте приема обеспечивают бо́льшую избирательность приемника. Кроме того, двойное преобразование создает ряд конструктивных и эксплуатационных удобств. Аппаратура разделена на две стойки—высокочастотную КП-59-ВЧ и низкочастотную КП-59-ТФ. Все стойки телефонных каналов КП-59-ТФ одинаковы, в высокочастотных стойках

в зависимости от выбранной основной несущей частоты должны выбираться разные фильтры, элементы генераторов и др. Разделение аппаратуры на две стойки дает возможность монтировать их в различных помещениях, например стойки КП-59-ВЧ—в здании подстанции, а КП-59-ТФ—на центральном диспетчерском пункте, т. е. более экономично и с лучшими техническими данными решить задачу организации высокочастотных каналов, сократить число необходимых линий между подстанцией и диспетчерским пунктом.

В аппаратуре КП-59 каждый из дуплексных каналов телефонной связи можно заменить семью дуплексными каналами телемеханики (вторичное уплотнение). В этом случае добавляется еще одна ступень преобразования первичных сигналов (для 6 сигналов). Ап-

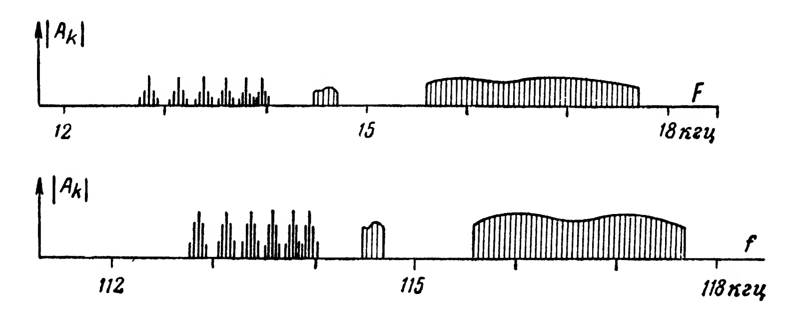


Рис. 47. Спектр сигналов аппаратуры КП-59.

паратура этой ступени преобразования смонтирована в виде отдельной стойки КП-59-ТМ, которая может быть установлена или непосредственно рядом со стойкой КП-59-ТФ, или отнесена на такое расстояние, чтобы затухание соединительной линии не превышало 2,5 *неп* на частоте 800 *гц*.

Передающий тракт стойки КП-59-ТМ состоит из 7 подканалов вторичного уплотнения. Каждый подканал имеет индивидуальное оборудование. В 6 подканалах телемеханические сигналы модулируют или манипулируют по частоте напряжения несущих частот 1 050, 1 220, 1 410, 1 625, 1 870, 2 150 *гц* с небольшим индексом частотной модуляции (девиация частоты от 47 до 95 *гц* в зависимости от номера подканала). Суммарный сигнал 6 подканалов с частотной модуляцией или манипуляцией и первичный сигнал быстродействующей широкополосной системы телемеханики с полосой 0,3—0,8 *кгц* поступает на модулятор стойки КП-59-ТФ вместо сигнала телефонного аппарата.

Для иллюстрации преобразований на рис. 47 показан спектр сигнала после второго и всех трех преобразований. На рисунке принято, что основная несущая частота равна 100 *кгц* и выделяется верхняя боковая полоса, первый телефонный канал имеет вторичное уплотнение, а второй—нет. Тройное преобразование сигнала в этой аппаратуре можно сокращенно обозначить ЧМ-ОБП-ОБП, т. е. указать, что первое преобразование — частотная модуляция, а второе и третье—амплитудная с выделением одной боковой полосы.

При повторной модуляции часто сочетаются временной и частотный методы уплотнения канала связи. Более простым по техническому выполнению временным методом получают суммирование и разделение сигналов отдельных датчиков системы телеизмерения или команд системы телеуправления. Модуляция гармонических колебаний позволяет совместить спектр всех сигналов с полосой пропускания канала связи. Так, например, в девятиканальной системе телеизмерения, разработанной в ИАТ АН СССР [Л. 15], применена двойная модуляция АИМ—ЧМ. Последовательность немодулированных импульсов (рис. 37,*а*) с периодом $T=\tau=1/36$ *сек* поступает на 8 амплитудных модуляторов, каждый первый импульс из серии в 9 импульсов служит синхронизирующим для переключающего устройства, которое разделяет сигналы в приемнике. Синхронизирующие импульсы отличаются от остальных большей величиной. Амплитудные модуляторы работают как ограничители величины импульсов по максимуму с переменными порогами ограничения. Пороги ограничения задаются в виде напряжений постоянного тока, получаемых от 7 датчиков телеизмерений. Восьмой корректирующий импульс ограничивается только переменным сопротивлением и необходим для уменьшения влияния температуры и старения электронных ламп модуляторов. Последовательность модулированных импульсов вместе с синхронизирующими и корректирующими поступает на вход частотного модулятора. Частотно-модулированный сигнал после усиления и ограничения спектра полосовым фильтром передается по линии связи.

Временно́е разделение сигналов отдельных датчиков применяется и для передачи данных измерений с искусственных спутников и космических кораблей.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

МЕТОДЫ ПОЛУЧЕНИЯ МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ И ДЕМОДУЛЯЦИЯ

15. АМПЛИТУДНЫЕ МОДУЛЯТОРЫ

Модулированное по амплитуде напряжение $u=U_0[1+mc(t)]\cos\omega_0 t$ может быть получено в линейной цепи с переменным параметром, так как амплитудная модуляция сводится к перемножению двух функций времени $1+mc(t)$ и $U_0\cos\omega_0 t$. Но практически применяются более простые по выполнению нелинейные цепи, в которых действуют перемножаемые напряжения.

Предположим, например, что вольт-амперная характеристика нелинейного элемента может быть представлена полиномом

$$i=a+bu+cu^2. \tag{46}$$

Если в цепи действуют два гармонически изменяющихся напряжения низкой и высокой частот $u_1=U_1\cos\Omega_0 t$ и $u_2=U_2\cos\omega_0 t$, то ток

$$i=a+b(u_1+u_2)+c(u_1+u_2)^2=a+bU_1\cos\Omega_0 t+$$
$$+bU_2\cos\omega_0 t+cU_1^2\cos^2\Omega_0 t+2cU_1U_2\cos\Omega_0 t\cos\omega_0 t+$$

$$+cU_2^2\cos^2\omega_0 t = a + \frac{cU_1^2}{2} + \frac{cU_2^2}{2} +$$

$$+ bU_1\cos\Omega_0 t + \frac{cU_1^2}{2}\cos 2\Omega_0 t + cU_1U_2\cos(\omega_0 t - \Omega_0 t) + bU_2\cos\omega_0 t +$$

$$+ cU_1U_2\cos(\omega_0 t + \Omega_0 t) + \frac{cU_2^2}{2}\cos 2\omega_0 t.$$

Ток содержит постоянную составляющую, составляющие низких частот (Ω_0 и $2\Omega_0$), составляющие несущей частоты (ω_0) и двух боковых ($\omega_0-\Omega_0$ и $\omega_0+\Omega_0$), а также вторую гармонику несущей частоты ($2\omega_0$). Аналогично определяется спектр сигнала и при других типах нелинейной зависимости $i=f(u)$.

После подавления при помощи фильтров лишних составляющих получается спектр колебания, модулированного по амплитуде.

Нелинейным элементом в схемах модуляции обычно служит электронная лампа или полупроводниковый триод.

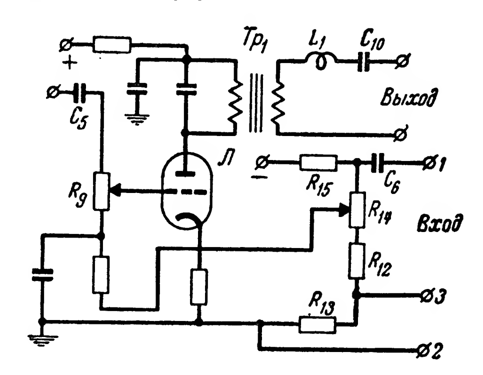


Рис. 48. Тональный генератор и модулятор поста типа МК-58.

Если напряжения высокой и низкой частот подаются на сетку лампы, то получается схема сеточной модуляции. Такая схема модуляции применяется, например, в тональных генераторах малого комбинированного высокочастотного поста связи и телемеханики типа МК-58 [Л. 16]. Пост имеет два тональных генератора с несущими частотами 2 150 и 2 500 *гц* с сеточной модуляцией от датчиков частотных систем или манипуляцией от датчиков импульсных систем. Схема модулятора показана на рис. 48. Рабочая точка триода *Л*—модулятора задается при помощи потенциометра R_{14} и сопротивлений R_{12}, R_{15}. Напряжение несущей частоты поступает на сетку через конденсатор C_5, а напряжение модулирующего сигнала—от датчика частотной системы через конденсатор C_6 с зажимов *1—2*. При нормальном режиме глубина модуляции равна 75—80%. При работе с импульсными системами телемеханики падение напряжения на сопротивлениях R_{14}, R_{12} и R_{13} выбирается таким, что-

бы лампа $Л$ оказалась запертой. Контакты датчика импульсов включаются на зажимы 2—3 параллельно сопротивлению R_{13}. Когда контакты разомкнуты, лампа $Л$ заперта. При замыкании контактов сопротивление R_{13} закорачивается, отрицательное смещение на сетке уменьшается и на выходе схемы появляется напряжение несущей частоты. Уровень выходного напряжения регулируется потенциометром R_9. Последовательно с вторичной обмоткой выходного трансформатора $Тр_1$ включен контур L_1C_{10}, настроенный на несущую частоту. Этот контур ослабляет побочные составляющие спектра модулированных колебаний.

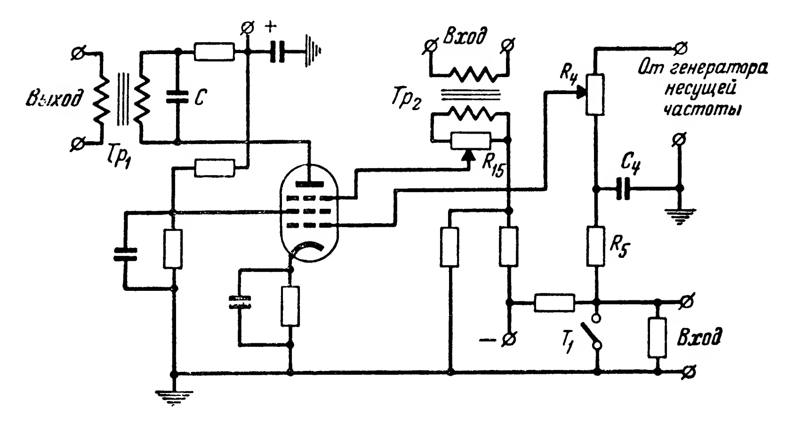


Рис. 49. Модулятор поста типа ТУ-3и.

Если модулятор собран не на триоде, а на пентоде, то возможна сеточная модуляция не на управляющую сетку, а на защитную. Такая схема применяется в высокочастотном трехканальном исполнительном посте телемеханики типа ТУ-3и (рис. 49). Модулятор собран на пентоде 6Ж8. Напряжение от тонального генератора несущей частоты f_0, выбираемой в пределах от 300 до 2 300 *гц*, снимается с потенциометра R_4 и поступает на управляющую сетку. Модулирующее напряжение частоты 27—44 *гц* поступает через трансформатор $Тр_2$ на защитную сетку. Его величина регулируется потенциометром R_{15} так, чтобы получить коэффициент модуляции порядка 70%. В анодную цепь лампы включен выходной трансформатор $Тр_1$. Конденсатор C вместе с первичной обмоткой трансформатора образует контур, настроенный на несущую частоту f_0. В этой схеме предусмотрена возможность манипуляции для работы с импульсными системами телемеханики. При манипуляции, как и в схеме по рис. 48, лампа запирается. При размыкании контакта T_1 уменьшается отрицательное смещение и лампа отпирается. Сопротивление R_5 и конденсатор C_4 служат для скругления формы импульсов, что приводит к сужению спектра сигналов.

Схема анодной модуляции, когда напряжение модулирующей частоты подается на анод, в аппаратуре телемеханики применяется редко.

16. ДЕТЕКТОРЫ АМПЛИТУДНО-МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

В приемнике амплитудно-модулированных сигналов при помощи детектирования должен быть получен снова первичный сигнал, который в передатчике служит модулирующим напряжением. Детектирование возможно только в цепи с нелинейными элементами.

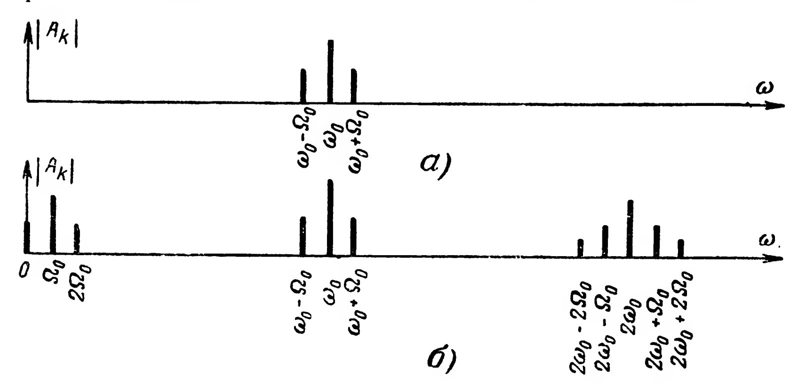


Рис. 50. Спектр сигнала при амплитудной модуляции.
а — до детектирования; *б* — после детектирования.

Предположим, что вольт-амперная характеристика нелинейного элемента представлена полиномом (46). Если в цепи действует, например, простейшее по составу спектра амплитудно-модулированное напряжение

$$u = U(1 + m\cos\Omega_0 t)\cos\omega_0 t, \qquad (47)$$

то ток

$$i = a + bU(1 + m\cos\Omega_0 t)\cos\omega_0 t + cU^2(1 + m\cos\Omega_0 t)^2\cos^2\omega_0 t =$$
$$= a + \frac{cU^2}{2}\left(1 + \frac{m^2}{2}\right) + cU^2 m\cos\Omega_0 t + b\frac{Um}{2}\cos(\omega_0 - \Omega_0)t +$$
$$+ bU\cos\omega_0 t + b\frac{Um}{2}\cos(\omega_0 + \Omega_0)t +$$
$$+ c\frac{U^2m^2}{4}\cos 2\Omega_0 t + c\frac{U^2m^2}{8}\cos(2\omega_0 - 2\Omega_0)t +$$
$$+ c\frac{U^2m}{2}\cos(2\omega_0 - \Omega_0)t + c\frac{U^2}{2}\left(1 + \frac{m^2}{2}\right)\cos 2\omega_0 t +$$
$$+ c\frac{U^2m}{2}\cos(2\omega_0 + \Omega_0)t + c\frac{U^2m^2}{8}\cos(2\omega_0 + 2\Omega_0)t.$$

Спектр сигнала до и после детектирования показан на рис. 50,*а* и *б*. Как видно на рисунке, в низкочастотной части спектра, кроме составляющей, соответствующей модулирующему напряжению

$cU^2m \cos \Omega_0 t$, есть еще постоянная составляющая и вторая гармоника модулирующего сигнала $c\frac{U^2m^2}{4}\cos 2\Omega_0 t$, которая вызывает искажения (нелинейные).

Если спектр амплитудно-модулированного сигнала, кроме составляющих боковых частот $\omega_0-\Omega_0$ и $\omega_0+\Omega_0$, содержит еще и составляющие боковых частот $\omega_0-\Omega_1$, $\omega_0-\Omega_2$,... $\omega_0+\Omega_1$, $\omega_0+\Omega_2$,..., т. е. модулирующее напряжение на простое гармоническое, то в спектре сигнала после детектирования, кроме составляющих с ча-

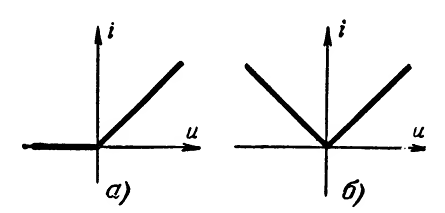


Рис. 51. Вольт-амперные характеристики при однополупериодном детектировании (*а*) и двухполупериодном детектировании (*б*).

стотами Ω_0, Ω_1, Ω_2,... и их гармоник с частотами $2\Omega_0$, $2\Omega_1$, $2\Omega_2$,..., есть гармоники с комбинационными частотами $\Omega_1-\Omega_0$, $\Omega_1+\Omega_0$, $\Omega_2-\Omega_0$, $\Omega_2+\Omega_0$,... Амплитуды колебаний с комбинационными частотами больше амплитуд гармоник с частотами $2\Omega_0$, $2\Omega_1$,..., и искажения становятся еще заметнее.

Для детектирования без нелинейных искажений нужно иметь нелинейный элемент, вольт-амперную характеристику которого можно считать состоящей из двух отрезков прямой линии (рис. 51,*а, б*). Отличие детектора с характеристикой по рис. 51,*б*, от детектора с характеристикой по рис. 51,*а* такое же, как у двухполупериодной схемы выпрямления по сравнению с однополупериодной. В схеме с детектором, имеющим характеристику по рис. 51,*б*, получается двухполупериодное детектирование. Аналитически первую характеристику можно записать в виде

$$i=\begin{cases} au \text{ при } u>0; \\ 0 \text{ при } u<0, \end{cases}$$

а вторую так:

$$i=a\,|\,u\,|.$$

Предположим опять, что в цепи действует простейшее по составу спектра амплитудно-модулированное напряжение (47). Для определения тока i нужно найти модуль этого напряжения. Так как коэффициент модуляции $m<1$, то выражение в скобках всегда положительная величина, а разложение в ряд Фурье выпрямленной косинусоиды $|\cos\omega_0 t|$ (рис. 52) известно:

$$|\cos\omega_0 t| = \frac{4}{\pi}\left(\frac{1}{2} + \frac{1}{1\cdot 3}\cos 2\omega_0 t - \frac{1}{3\cdot 5}\cos 4\omega_0 t + \right.$$
$$\left. + \frac{1}{5\cdot 7}\cos 6\omega_0 t - \ldots\right).$$

Следовательно, ток

$$i = \frac{4a}{\pi} U (1 - m\cos\Omega_0 t)\left(\frac{1}{2} + \frac{1}{3}\cos 2\omega_0 t - \frac{1}{15}\cos 4\omega_0 t + \right.$$
$$\left. + \frac{1}{35}\cos 6\omega_0 t - \ldots\right) = \frac{2a}{\pi} U + \frac{2a}{\pi} mU \cos\Omega_0 t +$$
$$+ \frac{2a}{3\pi} mU \cos(2\omega_0 - \Omega_0) t + \frac{4a}{3\pi} U \cos 2\omega_0 t +$$
$$+ \frac{2a}{3\pi} mU \cos(2\omega_0 + \Omega_0) t - \frac{2a}{15\pi} mU \cos(4\omega_0 - \Omega_0) t - \ldots$$

Спектр сигнала после детектирования показан на рис. 53. В составе тока нет искажающих сигнал низкочастотных составляющих. Детектор с вольт-амперной характеристикой по рис. 51,*а* или *б* называют «линейным».

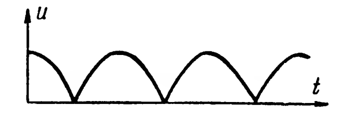


Рис. 52. Выпрямленная косинусоида.

В приемниках сигналов, модулированных по амплитуде, часто применяется схема диодного детектора с электронной лампой или полупроводниковым диодом. Например, в приемнике командного трехканального поста телеуправления типа ТУ-3к [Л. 17]

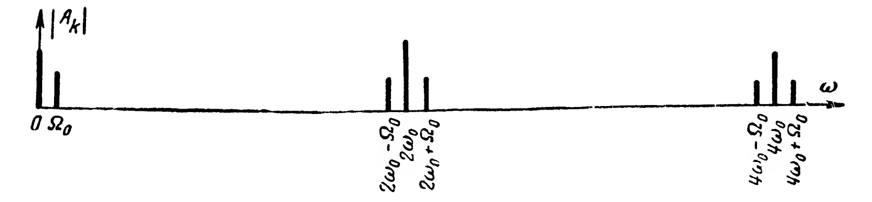


Рис. 53. Спектр сигнала при амплитудной модуляции после детектирования.

амплитудно-модулированные сигналы служебной телефонной связи и каналов телеизмерения детектируются после двухкаскадного усилителя германиевым диодом $Д_1$ (рис. 54). Для выделения низкой частоты сопротивление нагрузки R должно быть много больше емкостного сопротивления $1/\omega_0 C$ на несущей частоте и меньше емко-

стного сопротивления этого же конденсатора $1/\Omega_0 C$ на частоте модулирующего напряжения. В этом случае на выходных зажимах детектора нет составляющих высоких частот. При линейном детектировании спектр выходного сигнала не отличается от спектра модулирующего.

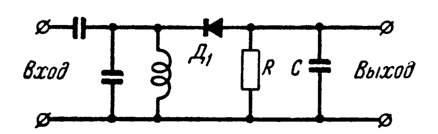


Рис. 54. Схема детектирования сигналов в аппаратуре типа ТУ-3к.

В приемниках систем телемеханики и связи применяется не только однополупериодное детектирование (рис. 51,*а* и 54), но и двухполупериодное (рис. 51,*б*) с двумя ламповыми или полупроводниковыми диодами (рис. 55,*а*) и мостовая двухполупериодная схема с четырьмя полупроводниковыми диодами (рис. 55,*б*).

В схемах детекторов с триодами используется либо нелинейная зависимость между анодным током и напряжением на сетке

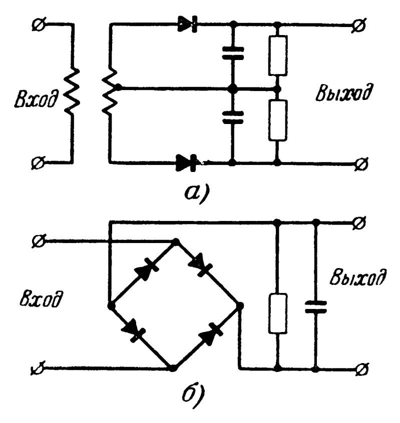


Рис. 55. Двухполупериодные схемы детектирования.
а — простая; *б* — мостовая.

(анодный детектор), либо нелинейная характеристика сеточного тока (сеточный детектор). В последнем случае промежуток сетка — катод лампы выполняет функции диода, а лампа в целом работает как усилитель детектированных сигналов. Так как получить «линейное» детектирование в широких пределах нельзя, то схема сеточного детектора применяется редко. Схему анодного детектирования имеет, например, приемник поста телемеханики типа ТДО-52.

В аппаратуре телемеханики и связи, выпущенной в последние годы, применяются также детекторы, собранные на полупроводниковых триодах. Схема детектора на полупроводниковом триоде абонентского поста высокочастотной аппаратуры типа АРС-58 для связи по распределительным электросетям напряжением 10/6/0,5 *кв*

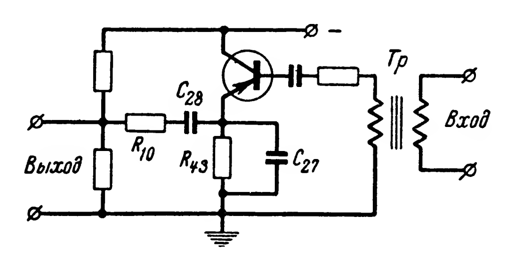


Рис. 56. Схема детектирования сигналов в аппаратуре АРС-58.

показана на рис. 56 [Л. 18]. Модулированный сигнал с несущей частотой 30 *кгц* поступает через трансформатор *Тр*. Нагрузкой детектора служит сопротивление R_{43}, зашунтированное конденсатором C_{27}. Сигнал низкой (звуковой) частоты через конденсатор C_{23} и сопротивление R_{40} поступает в усилитель низкой частоты.

17. ФОРМИРОВАНИЕ ОДНОПОЛОСНОГО СИГНАЛА

В системах передачи одной боковой полосы (однополосной связи) применяются схемы модуляторов, в спектре выходного сигнала которых отсутствует составляющая несущей частоты. Такие модуляторы называются б а л а н с н ы м и. Принципиальная схема балансного модулятора показана на рис. 57. В цепи с двумя нелинейными элементами, например диодами, действуют три напряжения: два одинаковых — модулирующих u_2 и одно гармоническое u_1 с несущей частотой ω_0.

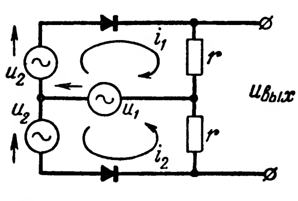


Рис. 57. Балансный модулятор.

Предположим, что вольт-амперная характеристика диода может быть представлена отрезками прямых, как на рис. 51,*а*. Тогда ток i_1 в верхнем контуре схемы рис. 57 протекает только при $u_1+u_2>0$, а в нижнем — только при $u_1-u_2>0$. Форму тока i_1 можно найти графическим построением, показанным на рис. 58. На этом рисунке характеристика $i(u)$ получена суммированием вольт-амперной характеристики диода $i_1=f(u_д)$ (рис. 51,*а*) и прямой линии $i_1=u_r/r$ — вольт-амперной характеристики сопротивления нагрузки *r*. В нижней части рисунка показан график напряжения:

$$u_1+u_2=U_1\cos\omega_0 t+U_2\cos\Omega_0 t$$

(модулирующий сигнал, как и раньше, выбран наиболее простым по составу спектра). Справа по точкам построен график тока i_1.

Аналогично можно построить график тока i_2 при действии напряжения:

$$u_1 - u_2 = U_1 \cos \omega_0 t - U_2 \cos \Omega_0 t.$$

Этот график показан на рис. 59,*а*. Напряжение на выходе схемы $u_{вых} = i_1 r - i_2 r$ (рис. 59,*б*) можно построить как разность токов i_1 и i_2 (умножение на сопротивление r лишь изменяет масштаб).

Спектр напряжения $u_{вых}$, показанного на рис. 59,*б*, достаточно сложен. Спектральной линии на несущей частоте ω_0 в нем нет. Отсутствие составляющей с несущей частотой особенно просто уяснить

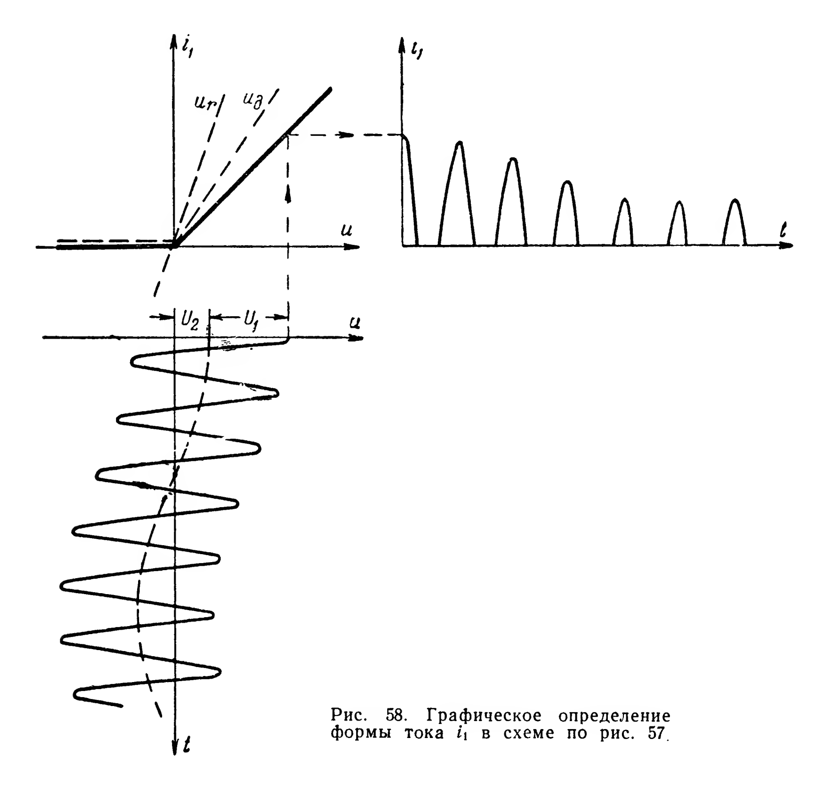


Рис. 58. Графическое определение формы тока i_1 в схеме по рис. 57.

для частного случая работы схемы при $u_2 = 0$, т. е. для режима, когда нет модулирующего сигнала. Тогда вследствие симметрии схемы токи i_1 и i_2 одинаковы и напряжение на выходе равно нулю.

Кроме «полезного» продукта модуляции—составляющих боковых частот $\omega_0 - \Omega_0$ и $\omega_0 + \Omega_0$, спектр содержит еще составляющую модулирующей частоты Ω_0 и ее нечетные гармоники, а также составляющие с частотами $n\omega_0 \mp m\Omega_0$, где $n = 1, 2, 3, \ldots$, $m = 1, 3, 5, \ldots$ Спектр выходного сигнала показан на рис. 60,*а*. Для уменьшения амплитуд боковых составляющих с частотами $n\omega_0 \mp m\Omega_0$ при $m > 1$

(«вредный» продукт), искажающих сигнал, необходимо уменьшать амплитуду модулирующего напряжения U_2 по сравнению с амплитудой несущего колебания U_1. Практически амплитуда U_2 может быть меньше амплитуды U_1 в сотни раз. В этом случае построение графиков токов i_1 и i_2 значительно упрощается. При таких соот-

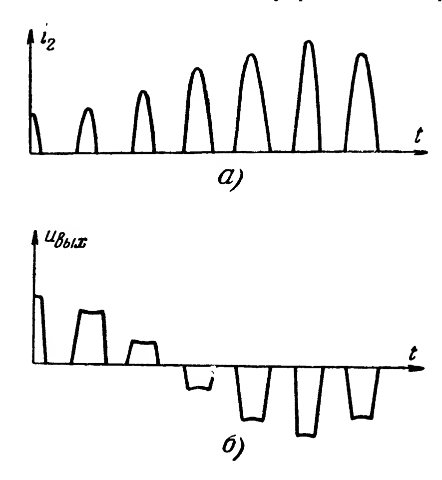


Рис. 59. Графики тока i_2 (*а*) и напряжения на выходе (*б*) в схеме по рис. 57.

ношениях амплитуд можно считать, что токи i_1 и i_2 протекают только тогда, когда напряжение u_1 положительно (положительные полуволны напряжения «открывают» диод, а отрицательные—«закрывают»). Диод в таком режиме работает как ключ, периодически замыкающийся и размыкающийся, причем период $T=2\pi/\omega_0$ задает-

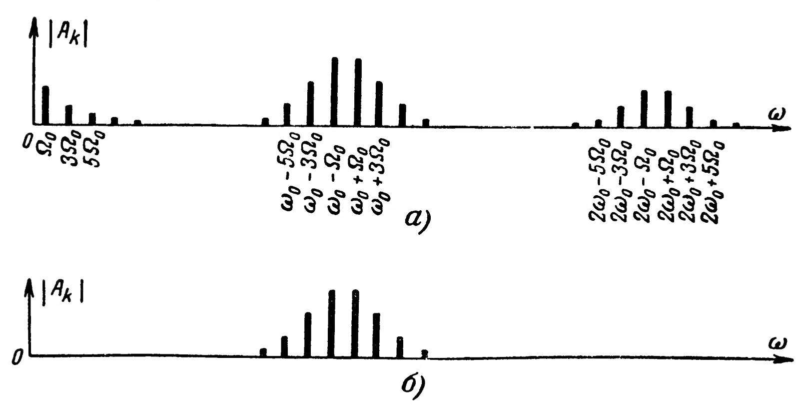


Рис. 60. Спектры сигналов.
а — балансного модулятора; *б* — кольцевого модулятора.

ся несущей частотой ω_0. В результате можно считать, что напряжение $u_{вых}$ равно нулю в течение каждой отрицательной полуволны напряжения несущей частоты ω_0 и пропорционально величине модулирующего сигнала u_2 в течение каждой положительной полуволны, как показано на графиках рис. 61,*а* и *б*.

В аппаратуре телемеханики и связи вместо балансного модулятора применяется так называемый кольцевой модулятор, отличающийся от балансного тем, что содержит еще два диода

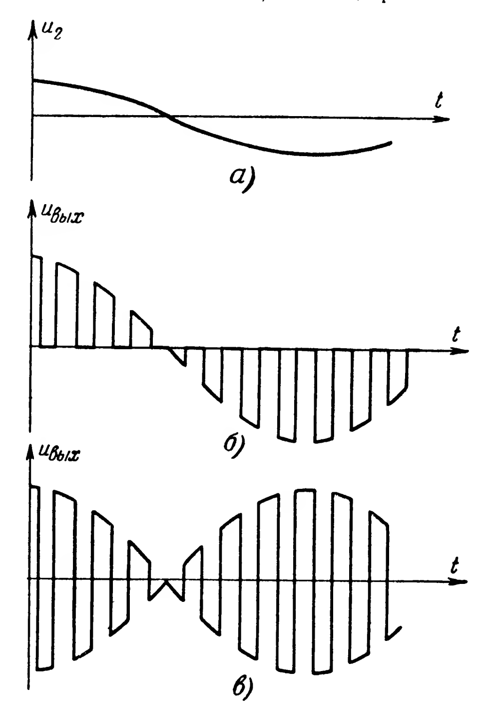
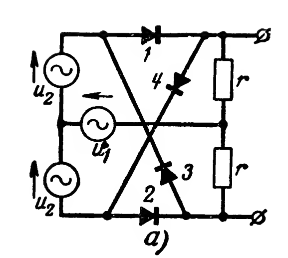


Рис. 61. Графики напряжений.
а — модулирующего; *б* — выходного у балансного модулятора; *в* — выходного у кольцевого модулятора.

(рис. 62,*а*). Эта схема может быть изображена и так, как показано на рис. 62,*б*: четыре диода схемы соединены в замкнутое кольцо. В схеме по рис. 62, так же как и у балансного модулятора, в течение действия положительных полуволн несущего колебания «открыты» два диода (*1* и *2* на рис. 62). Как видно из рисунка, диоды *3* и *4* в эти моменты времени «закрыты». Во время действия отрицательных полуволн напряжения диоды *1* и *2* «закрыты», но «открыты» диоды *3* и *4*, т. е. токи в сопротивлениях *r* протекают, но в обратных направлениях, как показано на рис. 63. Не пропус-



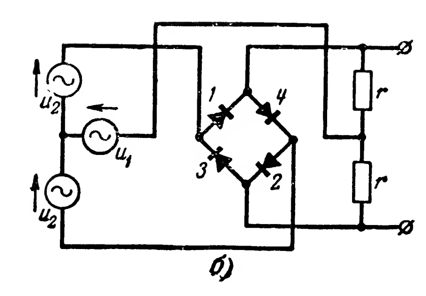


Рис. 62. Кольцевой модулятор.

кающие ток диоды *1* и *2* на схеме не показаны. Так как токи i_1 и i_2 протекают в обратных направлениях, то в течение отрицательных полуволн напряжение на выходе обратно по знаку напряжению, показанному на рис. 61,*б*. Величина напряжения на выходе и в эти интервалы времени определяется модулирующим напряжением u_2. График напряжения $u_{\text{вых}}$ показан на рис. 61,*в*. Спектр этого напряжения содержит меньше составляющих (рис. 60,*б*). В нем отсутствуют составляющая модулирующей частоты Ω_0 и ее гармоники, а также все спектральные линии с частотами $n\omega_0 \mp m\Omega_0$ и четными номерами *n*.

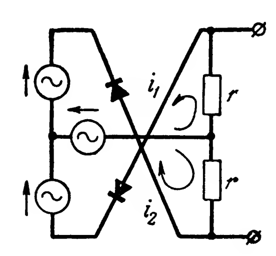


Рис. 63. Эквивалентная схема кольцевого модулятора с двумя «закрытыми» диодами.

Дальнейшее устранение искажающих сигнал составляющих боковых частот не может быть получено усложнением схемы. Но в схемах с нелинейными элементами, имеющими специально выбранную вольт-амперную характеристику, можно получить спектр, состоящий только из «полезного» продукта модуляции — составляющих двух боковых частот $\omega_0-\Omega_0$ и $\omega_0+\Omega_0$. В балансной схеме такой результат получается, если суммарная вольт-амперная характеристика диода и сопротивления нагрузки аппроксимируется полиномом

$$i = a + bu + cu^2.$$

Тогда ток

$$i_1 = a + b(u_1 + u_2) + c(u_1 + u_2)^2 = a + b(U_1 \cos\omega_0 t + U_2 \cos\Omega_0 t) +$$

$$+ c(U_1 \cos\omega_0 t + U_2 \cos\Omega_0 t)^2 = a + bU_1 \cos\omega_0 t + bU_2 \cos\Omega_0 t + \frac{c}{2} U_1^2 +$$

$$+ \frac{c}{2} U_1^2 \cos 2\omega_0 t + 2cU_1U_2 \cos\omega_0 t \cos\Omega_0 t +$$

$$+ \frac{c}{2} U_2^2 + \frac{c}{2} U_2^2 \cos 2\Omega_0 t,$$

Аналогично ток

$$i_2 = a + b(u_1 - u_2) + c(u_1 - u_2)^2 = a + bU_1 \cos \omega_0 t -$$
$$- bU_2 \cos \Omega_0 t + \frac{c}{2} U_1^2 + \frac{c}{2} U_1^2 \cos 2\omega_0 t -$$
$$- 2cU_1U_2 \cos \omega_0 t \cos \Omega_0 t + \frac{c}{2} U_2^2 + \frac{c}{2} U_2^2 \cos 2\Omega_0 t.$$

Напряжение на выходе

$$u_{вых} = i_1 r - i_2 r = 2brU_2 \cos \Omega_0 t +$$
$$+ 4cr U_1U_2 \cos \omega_0 t \cos \Omega_0 t = 2brU_2 \cos \Omega_0 t + 2crU_1U_2 \cos (\omega_0 - \Omega_0) t +$$
$$+ 2crU_1U_2 \cos (\omega_0 + \Omega_0) t.$$

Таким образом, в спектре, кроме составляющих боковых частот, содержится только составляющая модулирующей (низкой) частоты, легко устраняемая фильтрами. Такой же анализ кольцевого модулятора показывает, что в спектре нет и составляющей модулирующей частоты.

Если вольт-амперные характеристики диодов, работающих в кольцевых или балансных модуляторах, неодинаковы, то симметрия схем нарушается и спектр сигнала содержит больше составляющих. Поэтому нередко подбирают диоды, которые предназначены для установки в модуляторах.

18. МОДУЛЯТОРЫ И ДЕМОДУЛЯТОРЫ КАНАЛОВ ПЕРЕДАЧИ ОДНОЙ БОКОВОЙ ПОЛОСЫ

В практически применяющихся устройствах вместо двух источников модулирующего напряжения применяется один, подключаемый к модулятору через трансформатор со средней точкой. Сопротивление нагрузки также подключается через трансформатор со средней точкой. Для изменения вольт-амперной характеристики нелинейных элементов схемы последовательно или параллельно с диодами часто включают сопротивления.

На рис. 64 показан кольцевой модулятор поста типа МК-58 [Л. 16]; на зажимы «вход» трансформатора $Тр_1$ поступает модулирующий сигнал — напряжение телефонного канала со спектром частот от 300 до 1,8 *кгц*, выделенный 5-звенным фильтром *Д*-1,8, и напряжение двух каналов телемеханики с полосой частот примерно от 2 100 до 2 600 *гц*. Напряжение несущей частоты 15 *кгц* подается через трансформатор $Тр_3$ к средним точкам входного $Тр_1$ и выходного $Тр_2$ трансформаторов. На выходе модулятора получаются две суммарные боковые полосы каналов телемеханики и телефона: нижняя с полосой частот 12,4—14,7 *кгц* и верхняя с полосой частот 15,3—17,6 *кгц*. Верхняя боковая полоса и остаток несущей, получающейся вследствие неидеальной симметрии схемы, подавляются двухзвенным дифференциально-мостиковым фильтром. Таким образом однополосный сигнал формируется при помощи фильтра.

Требования к модулятору возрастают с увеличением числа каналов, сигналы которых одновременно модулируют колебания несущей частоты. Это объясняется тем, что побочные продукты моду-

ляции могут иметь частоты, соответствующие полосе одного или нескольких соседних каналов, и должны в этом случае рассматриваться как помехи. К модуляторам, преобразующим сигнал одного канала, наоборот, требования снижаются. Такие модуляторы иногда выполняют не по кольцевой, а по более простой мостовой схеме, в которой отсутствуют трансформаторы со средней точкой или даже простые трансформаторы.

Мостовые модуляторы (рис. 65) имеют, например, индивидуальные преобразователи 12-канальной аппаратуры высокочастотного телефонирования по воздушным линиям связи типа В-12-2 [Л. 19]. В каждом индивидуальном модуляторе напряжение телефонного канала с полосой частот 0,3—3,4 *кгц* модулирует несущее

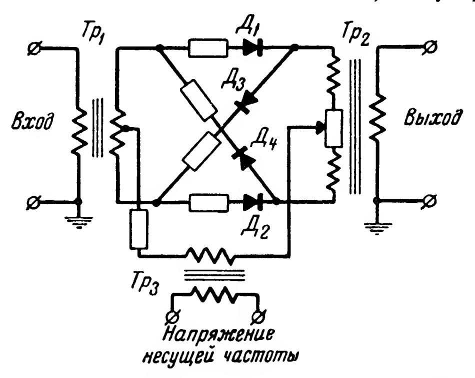


Рис. 64. Кольцевой модулятор поста типа МК-58.

колебание с частотой в диапазоне 64—108 *кгц* (различная частота для каждого из 12 телефонных каналов). Схема содержит только один двухобмоточный входной трансформатор $Тр_1$.

Диоды и в этом модуляторе можно рассматривать как ключи, замкнутые при действии положительной полуволны напряжения несущей частоты ω_0 и разомкнутые при действии отрицательной полуволны. В моменты, соответствующие положительному напряжению u_1, вторичная обмотка входного трансформатора оказывается закороченной и на выходе модулятора сигнала нет. Во время действия отрицательной полуволны диоды заперты (не пропускают тока) и на выходе схемы получается напряжение такое же, как на вторичной обмотке входного трансформатора. Если напряжение u_2 гармоническое (рис. 61,*а*), то на выходе модулятора получится напряжение, показанное на рис. 65,*б*. Оно аналогично напряжению, представленному на рис. 61,*б*, только $u_{вых}$ равно нулю не в моменты действия отрицательных полуволн напряжения u_1, а во время действия положительных полуволн. Спектр модулированного сигнала по рис. 65,*б* такой же, как и напряжения по рис. 61,*б*. Составляющие низких частот подавляются высокочастотным Г-образным уравновешенным фильтром, который состоит из индуктивности L_1 и емкостей C_1 и C_2. Для выделения одной боковой полосы и в этой аппаратуре применяются фильтры. После модулятора индивидуального преобразователя включен двухзвенный мостовой кварцевый

фильтр. Групповые преобразователи (всех 12 каналов) выполнены по более сложной кольцевой схеме. Для защиты каналов от побочных продуктов модуляции диоды тщательно подбираются, величина модулирующего сигнала выбирается во много раз меньшей (150—200) амплитуды несущего колебания.

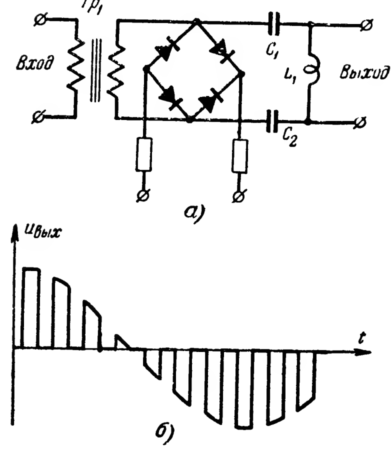


Рис. 65. Схема мостового модулятора аппаратуры типы В-12.

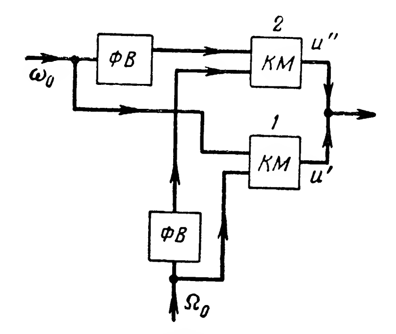


Рис. 66. Блок-схема аппаратуры при фазокомпенсационном методе формирования однополосного сигнала.

Чем больше число каналов, тем требуется лучшее подавление второй боковой полосы, т. е. необходимы более сложные фильтры. Стоимость фильтров многоканальной аппаратуры нередко превосходит стоимость всего остального оборудования. Поэтому иногда применяют другие методы образования однополосного сигнала.

Рассмотрим принцип фазокомпенсационного метода формирования однополосного сигнала (рис. 66). Система состоит в основном из двух кольцевых модуляторов (КМ) и двух фазовращателей (ФВ). На первый кольцевой модулятор, как и в ранее описанных схемах, подаются напряжение несущей частоты ω_0 и модулирующий сигнал — в простейшем случае косинусоидальное напряжение частоты Ω_0. В спектре сигнала на выходе кольцевого модулятора получаются две составляющие боковых частот $\omega_0—\Omega_0$ и $\omega_0+\Omega_0$. Напряжение u' на выходе можно записать так:

$$u' = U\cos(\omega_0 - \Omega_0)t + U\cos(\omega_0 + \Omega_0)t = 2U\cos\Omega_0 t\cos\omega_0 t, \quad (48)$$

где U — амплитуда каждой боковой составляющей.

На второй кольцевой модулятор напряжения частот ω_0 и Ω_0 подаются не непосредственно, а после изменения фазы на $\pi/2$ в фазовращателях. Поэтому напряжение u'' на выходе второго модулятора можно выразить не произведением косинусоид (48), а произведением синусоид:

$$u'' = 2U\sin\Omega_0 t\sin\omega_0 t = U\cos(\omega_0 - \Omega_0)t - U\cos(\omega_0 + \Omega_0)t.$$

Суммируя или вычитая напряжения u' и u'', получим напряжение только нижней или только верхней боковой частоты, а в общем слу-

чае при произвольном модулирующем напряжении — однополосный сигнал.

Пример фазокомпенсационной схемы получения однополосного сигнала, применяемой в аппаратуре типа КРР-30/60 для организации 30 телефонных каналов по кабелю [Л. 20], показан на рис. 67.

Модулирующий сигнал с диапазном частот 300—3 400 *гц* подается на зажимы «вход», колебания несущей частоты в диапазоне 312—552 *кгц* (в зависимости от номера канала) — на зажимы «напряжение несущей частоты». На первый кольцевой модулятор напряжение несущей частоты ω_0 подключается непосредственно, а на второй — после фазовращающего контура L_8C_{15}. Устройство сдвига на угол $\pi/2$ модулирующего сигнала намного сложнее, так как необходимо сдвинуть на угол $\pi/2$ любую из частот диапазона 300—3 400 *гц*, а не одну фиксированную частоту Ω_0 (как на рис. 66). В фазосдвигающее устройство входят индуктивности и емкости L_4, C_7, C_8, C_9, L_6, L_7, C_{10}, L_5, C_5, C_6. Низкочастотные трансформаторы в этой схеме заменены малогабаритными конденсаторами C_{11}, C_{12}, C_{13}, C_{14}. Такая замена возможна благодаря большой разнице несущей и модулирующей частот.

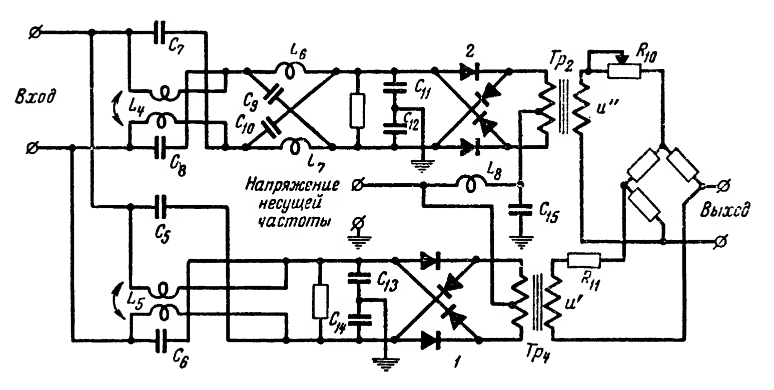


Рис. 67. Фазокомпенсационная схема получения однополосного сигнала в аппаратуре типа КРР-30/60.

Для выравнивания по величине напряжений u' и u'', получающихся на выходных зажимах трансформаторов Tp_2 и Tp_4, предусмотрено подстроечное сопротивление R_{10}.

Иначе собрана схема модулятора в многоканальной высокочастотной аппаратуре телеизмерений типа ТМД/П-6 [Л. 21]. В схеме (рис. 68) всего один кольцевой модулятор. К первичной обмотке трансформатора Tp_1 подключено через делитель напряжения R_8 и конденсатор C_7 напряжение несущей частоты ω_0 от кварцевого генератора (выбирается в диапазоне от 40 до 300 *кгц*) и через трансформатор Tp_2 — модулирующее напряжение шести каналов телеизмерения с общей полосой частот 1 050—2 150 *гц*. На средние точки трансформаторов Tp_1 и Tp_3 подводятся те же напряжения, но со сдвигом по фазе на $\pi/2$. Сдвиг по фазе напряжения несущей частоты осуществляется за счет индуктивности рассеяния обмоток

трансформатора $Тр_1$. Сдвиг по фазе модулирующего напряжения получается в фазосдвигающем устройстве, которое состоит из большого сопротивления R_{26} (100 *ком*), емкости C_{30} и индуктивности трансформатора $Тр_5$. Напряжение на вторичной обмотке трансформатора $Тр_5$ оказывается сдвинутым на угол $\pi/2$ относительно напряжения на зажимах «вход». Оба сдвинутых по фазе модулирующих напряжения усиливаются триодом $Л_1$ и подаются на модулятор через трансформаторы $Тр_2$ и $Тр_4$. Несущая и вторая боковая полосы

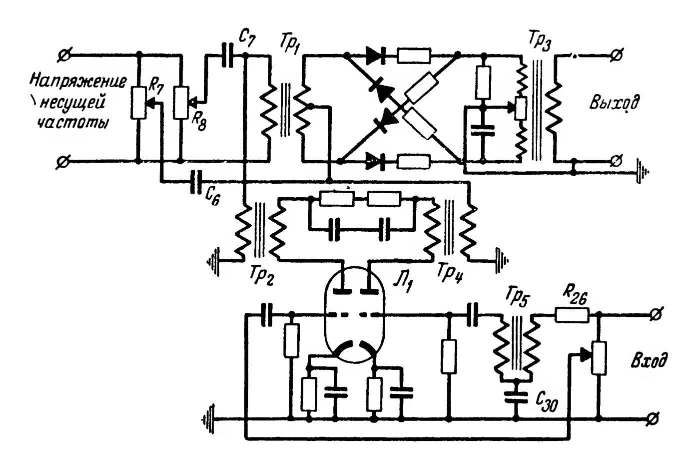


Рис. 68. Кольцевой модулятор аппаратуры типа ТДМ/П-6.

на выходе практически отсутствуют (остаток не превышает 1—1,5% сохраняемой боковой полосы).

Демодуляторы однополосных сигналов выполняются по схемам, аналогичным схемам модуляторов. На средние точки входного и выходного трансформаторов подключается напряжение несущей частоты от специального генератора (рис. 64). Иногда остаток несущей частоты передатчика усиливается в приемнике и подается затем на демодулятор. На первичные зажимы входного трансформатора поступает однополосный сигнал. Напряжение низкой частоты — сигнал, повторяющий по форме модулирующий, получается на зажимах выходного трансформатора.

19. МЕТОДЫ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИИ И МАНИПУЛЯЦИИ

Частотная модуляция или манипуляция гармонических (синусоидальных) колебаний получается при изменении одного из параметров генератора, определяющих частоту колебаний.

В простых одноконтурных генераторах с автотрансформаторной, трансформаторной или емкостной обратной связью частота ко-

лебаний определяется индуктивностью и емкостью колебательного контура

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \qquad (49)$$

Частота изменяется, если под действием модулирующего сигнала изменяется емкость или индуктивность контура. При наибольшем изменении емкости на величину ΔC генерируется частота $\omega_0+\Delta\omega$, где $\Delta\omega$ — девиация частоты. Таким образом,

$$\omega_0 + \Delta\omega = \frac{1}{\sqrt{L(C+\Delta C)}} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1+\Delta C/C}} = \frac{\omega_0}{\sqrt{1+\Delta C/C}}$$

или

$$1 + \frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{1}{\sqrt{1+\Delta C/C}}.$$

Искажения в модулирующем устройстве отсутствуют, если генерируемая частота изменяется пропорционально изменению емкости, для чего нужно выполнить условие $\Delta C \ll C$. Действительно, в этом случае

$$1 + \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \approx \frac{1}{1 + \frac{1}{2}\frac{\Delta C}{C}} \approx 1 - \frac{1}{2}\frac{\Delta C}{C}$$

или

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} \approx -\frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta C}{C}.$$

Точно так же при изменении индуктивности получим:

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} \approx -\frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta L}{L}.$$

Кроме того, модулирующее устройство должно быть практически безынерционным, т. е. изменения емкости и индуктивности должны происходить без заметного запаздывания по сравнению с изменениями первичного сигнала.

В аппаратуре промышленной телемеханики и связи, работающей по проводным линиям, ширина спектра или скорость изменения первичных сигналов невелика (десятки герц или бод), девиация частоты также измеряется десятками герц. Поэтому схемы модуляторов относительно просты. По радиоканалам и радиорелейным линиям часто передаются сигналы со значительно более широким спектром частот и с большим индексом частотной модуляции. В этом случае практически безынерционными получаются модулирующие устройства с так называемыми реактивными электронными лампами, входное сопротивление которых чисто реактивное (емкостное или индуктивное) и изменяется в соответствии с изменениями первичного сигнала.

Частотная модуляция при изменении индуктивности контура предусмотрена, например, в аппаратуре для уплотнения линий свя-

зи в надтональном диапазоне одним — тремя односторонними (симплексными) каналами телемеханики [Л. 22]. Каналы телемеханики занимают полосу частот от 3 до 5 *кгц*. Для этого несущие частоты трех частотно-модулируемых генераторов выбираются в надтональном диапазоне, например 3 000, 3 750, 4 750 *гц*. Девиация частоты 70 *гц*. Дальность действия без усилительных станций по линиям со стальными проводами — до 60—70 *км*, по линиям с проводами из цветного металла — до 250 *км*. Схема модулирующего устройства показана на рис. 69. Для получения модуляции последовательно с основной индуктивностью колебательного контура L_1 включена катушка L_2 с двумя обмотками подмагничивания w_2 и w_3 и сердечником из пермаллоя. Начальное подмагничивание задается током в обмотке w_3, который подбирается изменением сопротивления R_{10} и должен в 5—6 раз превышать амплитуду модулирующего тока,

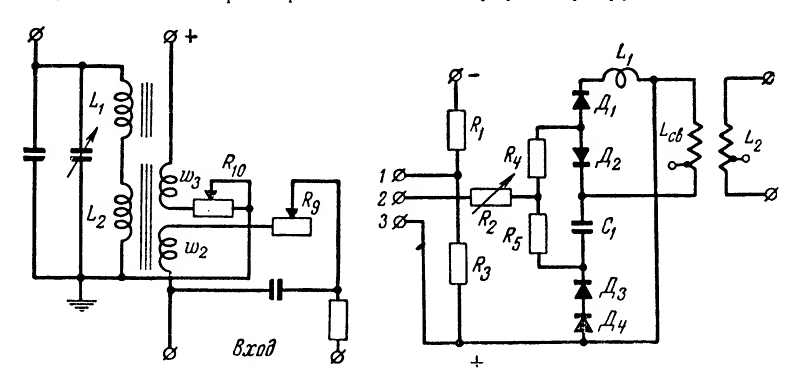


Рис 69. Схема частотной модуляции при изменении индуктивности контура.

Рис. 70. Частотная модуляция в аппаратуре типа КП-59.

протекающего по обмотке w_2. В зависимости от величины модулирующего тока изменяется индуктивность катушки L_2 и частота генерируемых колебаний. Величина модулирующего тока регулируется переменным сопротивлением R_9. На зажимы «вход» поступают сигналы от частотных или импульсных устройств телеизмерения.

Частотная модуляция может быть также получена при изменении и емкости и индуктивности контура. Такой метод частотной модуляции применяется, например, в комбинированном высокочастотном посте связи и телемеханики типа КП-59 [Л. 14].

На рис. 70 показана схема частотного модулятора этого поста. Генератор несущих колебаний работает на одной из 6 тональных частот (1 050, 1 220, 1 410, 1 625, 1 870, 2 150 *гц*). Катушка колебательного контура L_2 при помощи катушки $L_{св}$ индуктивно связана с контуром модулятора, который состоит из индуктивности L_1 и емкости C_1.

При отсутствии первичных сигналов телемеханики на зажимах модулятора *1, 2, 3* диоды $Д_1$, $Д_2$, $Д_3$, $Д_4$ не пропускают переменного тока, т. е. контур модулятора как бы разомкнут и не влияет на работу генератора.

Первичный датчик частотной системы телеизмерения, например ТНЧ-56, подключается к зажимам *2—3* модулятора и дает модулирующее напряжение $u = U_м \cos \Omega_1 t$. Во время положительной полуволны модулирующего напряжения (потенциал зажима *2* выше, чем зажима *3*) диоды $Д_1$ и $Д_2$ открываются, а $Д_3$ и $Д_4$ запираются. В результате индуктивность модулирующего контура L_1 оказывается подключенной через диоды $Д_1$ и $Д_2$ к катушке связи $L_{св}$. Эквивалентная индуктивность контура генератора, определяющая частоту генерируемых колебаний, при этом уменьшается, а частота колебаний возрастает. Во время отрицательной полуволны модулирующего напряжения (потенциал зажима *3* выше, чем зажима *2*) открываются диоды $Д_3$ и $Д_4$, а $Д_1$ и $Д_2$ запираются. Через диоды $Д_3$ и $Д_4$ в катушке связи $L_{св}$ подключается емкость модулирующего контура C_1 и частота генерируемых колебаний уменьшается. В процессе модуляции частота генератора изменяется по закону $\omega = \omega_0 + \Delta\omega \cos \Omega_1 t$, где $\Delta\omega$ — наибольшее изменение частоты, т. е. девиация частоты. В зависимости от величины частоты ω_0 несущих колебаний девиация частоты составляет от 47 до 95 *гц*. Величина девиации устанавливается подбором значений емкости C_1, сопротивлений R_4, R_5, R_2 и числа витков катушки связи.

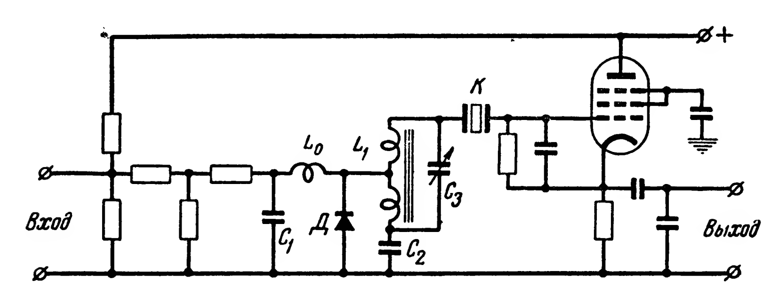


Рис. 71. Частотная манипуляция в аппаратуре типа ТДО-400.

Датчик импульсной системы телемеханики подключается к зажимам *1—2* модулятора. При разомкнутых передающих контактах датчика цепь модулятора не замкнута на зажимах *1—2* и модулятор не влияет на работу генератора. Частота колебаний генератора в этом случае выбирается равной не ω_0, а $\omega_0 + \Delta\omega$, для чего уменьшается число витков катушки L_2, включенных в колебательный контур. При замкнутых передающих контактах датчика получается замкнутая цепь постоянного тока: от зажима «плюс» вспомогательного источника питаний, через диоды $Д_4$, $Д_3$, сопротивления R_5, R_2, зажимы *2, 1,* сопротивление R_1 к «минусу» источника питания. Диоды $Д_3$ и $Д_4$ «открываются», и емкость C_1 подключается к катушке связи. Частота генерируемых колебаний уменьшается до значения $\omega_0 - \Delta\omega$. Таким образом, при работе импульсных систем телемеханики получается частотная манипуляция с изменением частоты от $\omega_{макс} = \omega_0 + \Delta\omega$ до $\omega_{мин} = \omega_0 - \Delta\omega$ благодаря подключению емкости модулятора C_1.

Частотная манипуляция возможна и у генераторов с кварцевой стабилизацией частоты, как, например, в посте ТДО-400 [Л. 23]. Схема генератора и манипулятора показана на рис. 71. Стабилизация частоты задающего генератора (50—300 *кгц*) достигаться при помощи кварца *К*. Частотный манипулятор состоит из индуктивности L_1, включенной последовательно с кварцем, и германиевого диода *Д*. Когда на верхний входной зажим подано отрицательное напряжение, часть индуктивности L_1 закорочена диодом *Д*. Если снять отрицательное напряжение, разорвав входную цепь (датчик), внутреннее сопротивление диода становится очень большим; последовательно с кварцем оказывается включенной вся индуктивность L_1. Частота генерируемых колебаний изменяется при этом на 100 *гц*. Между генератором и входной цепью включен развязывающий фильтр L_0, C_1. Для точной подгонки величины реактивного сопротивления катушки индуктивности L_1 параллельно ей присоединен подстроечный конденсатор C_3.

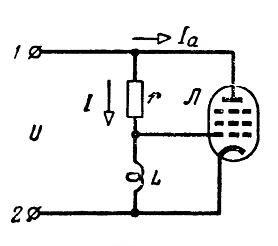


Рис. 72. Схема реактивной лампы.

На рис. 72 показана одна из возможных принципиальных схем реактивной лампы. Пентод *Л* вместе с сопротивлением r и индуктивностью L составляет двухполюсник, входное сопротивление которого относительно зажимов *1—2* должно быть чисто реактивным. Выберем параметры двухполюсника так, чтобы можно было считать $r \gg \omega L$ и $I_а \gg I$. Тогда ток $\dot{I} = \dot{U}/r$, а напряжение на сетке лампы $\dot{U}_C = j\omega L\dot{I} = j\omega\dot{U}L/r$. У пентода анодный ток $I_а$ определяется напряжением на сетке, т. е. $\dot{I}_а = S\dot{U}_C = j\omega\dot{U}LS/r$, где S — крутизна характеристики лампы в заданной рабочей точке. Входное сопротивление двухполюсника при $I_а \gg I$ определяется анодным током пентода:

$$Z_{вх} = \frac{\dot{U}}{\dot{I}_а} = \frac{1}{j\omega LS/r} = \frac{1}{j\omega C_{вх}},$$

где $C_{вх} = LS/r$ — эквивалентная входная емкость двухполюсника на зажимах *1—2*. Подключение такого двухполюсника параллельно колебательному контуру генератора эквивалентно подключению чисто реактивного элемента—емкости $C_{вх}$. Величина емкости изменяется при изменении крутизны S в рабочей точке лампы. Рабочая точка задается смещением на сетке пентода, которое можно сделать изменяющимся в соответствии с модулирующими сигналами. Тогда под действием модулирующего сигнала рабочая точка смещается и одновременно изменяются крутизна S, емкость $C_{вх}$ и генерируемая частота, определяемая параметрами колебательного контура.

Схема с реактивной лампой сложнее ранее рассмотренных и применяется только в передатчиках с большим индексом частотной модуляции, например в аппаратуре радиолинейных линий.

20. ЧАСТОТНЫЕ ДИСКРИМИНАТОРЫ

Демодулятор частотно-модулированных сигналов часто состоит из преобразователя сигналов, модулированных по частоте, в сигналы, модулированные по амплитуде, и детектора амплитудно-модулированных сигналов.

Простейшим преобразователем сигналов может служить колебательный контур, расстроенный относительно несущей частоты поступающих сигналов.

Предположим, что в контуре действует э. д. с. постоянной амплитуды (рис. 73), но изменяющейся частоты в пределах от $\omega_{мин}=\omega_0-\Delta\omega$ до $\omega_{макс}=\omega_0+\Delta\omega$. Амплитуда тока в контуре и

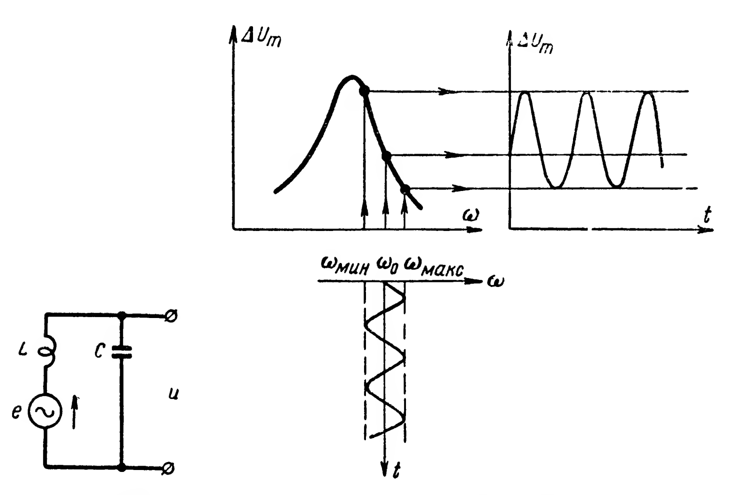


Рис. 73. Преобразующий контур.

Рис. 74. Преобразование частотно-модулированных колебаний в модулированные по амплитуде.

напряжения U_m на емкости (или индуктивности) определяются резонансными кривыми контура. На рис. 74 показана резонансная кривая напряжения—зависимость измерения амплитуды напряжения ΔU_m от частоты э. д. с. при неизменной величине э. д. с. При периодическом изменении частоты амплитуда напряжения изменяется также периодически, как показано на рис. 74 справа, т. е. получаются амплитудно-модулированные колебания.

Преобразование частотно-модулированных колебаний в амплитудно-модулированные будет линейным, если в пределах изменения частоты от $\omega_{мин}$ до $\omega_{макс}$ можно считать резонансную кривую отрезком прямой $[d(\Delta U_m)/d\omega=\text{const}]$. Очевидно, что чем меньший участок резонансной кривой используется для преобразования, тем меньше искажений сигналов вносит преобразование. Однако и глубина амплитудной модуляции преобразованных сигналов получается меньшей. Для увеличения глубины модуляции часто применяют систему двух контуров, резонансные частоты которых смещены относительно несущей частоты ω_0 на одинаковые интервалы, но в раз-

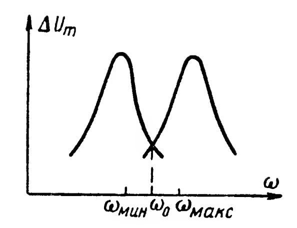


Рис. 75. Резонансные кривые двух контуров.

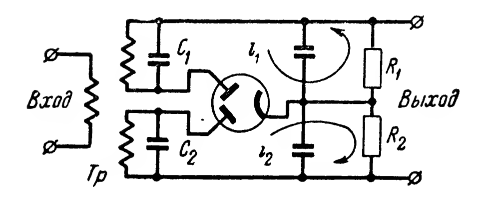


Рис. 76. Схема частотного дискриминатора.

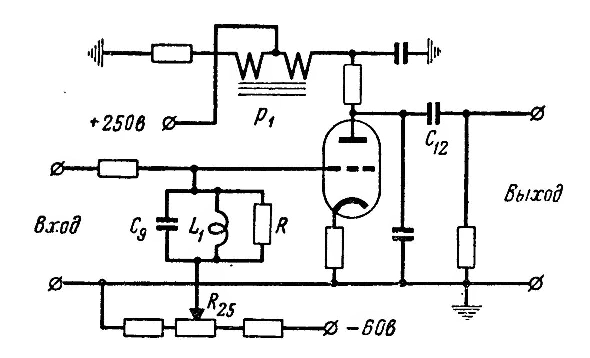


Рис. 77. Дискриминатор аппаратуры типа КП-59.

личные стороны (рис. 75). Амплитудно-модулированные сигналы каждого контура детектируются и затем образуется разность двух сигналов на выходных зажимах (рис. 76). В схеме по рис. 76 амплитудно-модулированные напряжения, получающиеся на конденсаторах C_1 и C_2 двух контуров, детектируются двойным диодом. Напряжение на выходных зажимах равно разности напряжений на двух одинаковых сопротивлениях R_1 и R_2. Поэтому общую резонансную кривую преобразователя можно представить как разность кривых, показанных на рис. 75. В результате можно получить на выходе сигналы с большей амплитудой, чем в схеме с одним контуром.

Частотный демодулятор по рис. 76 и ему аналогичные называют *дискриминаторами.*

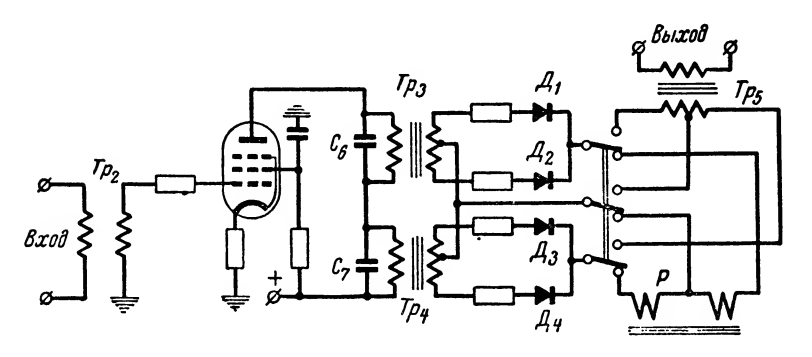


Рис. 78. Дискриминатор аппаратуры типа ТМТ-6м.

Простейшую схему частотного дискриминатора с одним резонансным контуром и детектором амплитудно-модулированных колебаний имеет приемный блок комбинированного высокочастотного поста связи и телемеханики типа КП-59 (рис. 77). Она состоит из резонансного контура L_1C_9 и анодного детектора. Контур настраивается на частоту, несколько большую верхней рабочей частоты канала (на 10—20 *гц*). Крутизна резонансной кривой контура регулируется величиной сопротивления R, включенного параллельно контуру. Рабочая точка устанавливается изменением сеточного смещения при помощи потенциометра R_{25}. При приеме частотно-модулированных сигналов, например аппаратуры ТНЧ-56, низкочастотный сигнал с анода лампы детектора через разделительный конденсатор C_{12} подключается к усилителю (зажимы «выход»). В импульсных системах телемеханики сигнал после детектирования фиксируется поляризованным реле P_1.

На рис. 78 представлена схема одного из частотных дискриминаторов приемника 6-канальной аппаратуры телемеханики ТМТ-6м [Л. 7]. Сигнал с частотной модуляцией или манипуляцией после усиления в приемнике поступает в контуры C_6Tp_3 и C_7Tp_4, настроенные на различные частоты: f_0 —53 *гц* и f_0 +53 *гц*, где f_0 — тональная несущая частота канала, выбираемая, так же как в аппа-

ратуре тонального телеграфа ТТ 12/16, по формуле $f_0 = 450 + 180(n-1)$, где n — номер канала (от 1 до 16). В отличие от дискриминатора по рис. 77 амплитудно-модулированное напряжение каждого контура детектируется двухполупериодной схемой с диодами соответственно $Д_1$, $Д_2$ и $Д_3$, $Д_4$. На выходе включается трансформатор $Тр_5$ при присме сигналов частотных систем телеизмерения или реле P в случае приема сигналов импульсных систем телемеханики.

ЛИТЕРАТУРА

1. Купершмидт Я. А., Малов В. С., Пшеничников А. М., Современные телеизмерительные системы, Госэнергоиздат, 1961.

2. Бурденков Г. В., Система телеизмерения с импульсно-кодовой модуляцией, «Автоматика и телемеханика», 1958, № 1.

3. Родионов В. М., Строков В. Н., Щеберова Р. Н., Аппаратура дистанционного управления и контроля для радиорелейных линий, Электросвязь, 1959, № 2.

4. Катков Ф. А., Многочастотные узкополосные системы телеуправления, Государственное издательство технической литературы УССР, 1960.

5. Ильин В. А., Системы телемеханики для рассредоточенных объектов, Госэнергоиздат, 1960.

6. Буйнов А. В. Характеристики телефонных каналов и качество передачи, Связьиздат, 1959.

7. Звенигородский И. С., Каналы связи для телемеханики, Госэнергоиздат, 1960.

8. Кулешов В. Н., Междугородные кабельные линии связи, Связьиздат, 1959.

9. Наладка высокочастотных каналов связи и телемеханики, Госэнергоиздат, 1958.

10. Ефремов В. Е., Каналы связи и телемеханики по трехфазным распределительным электрическим сетям 3—6—10/0,5—0,4 *кв*, Наладочные и экспериментальные работы ОРГРЭС, вып. 19, Госэнергоиздат, 1959.

11. Ильин А. А., Разветвленные силовые сети как каналы связи для телемеханики, Госэнергоиздат, 1961.

12. Оргасвязь, Связьиздат, 1960.

13. Типугин В. Н., Вейцель В. А., Радиоуправление, изд. «Советское радио», 1962.

14. Малышев А. И., Комбинированный высокочастотный пост связи и телемеханики типа КП-59, Новая высокочастотная аппаратура связи и телемеханики по линиям электропередачи и элементы обработки высокочастотных каналов производства Электроремонтного завода Ростовэнерго, Госэнергоиздат, 1961.

15. Фремке А. В., Телеизмерения, Госэнергоиздат, 1958.

16. Бабаев Н. Т., Малый комбинированный высокочастотный пост связи и телемеханики типа МК-58, Новая в. ч. аппаратура связи и телемеханики по ЛЭП и элементы обработки в. ч. кана-

лов производства Электроремонтного завода Ростовэнерго, Госэнергоиздат, 1961.

17. Иванов О. А., Стебенев В. Г., Высокочастотная аппаратура телемеханики типа ТУ-3, Высокочастотная аппаратура и устройства автоматики и телемеханики производства Электроремонтного завода Ростовэнерго, Госэнергоиздат, 1959.

18. Ефремов В. Е., Высокочастотная аппаратура типа АРС-58 для связи по распределительным электросетям напряжением 10/6/3/0,5 *кв*, Новая в. ч. аппаратура связи и телемеханики по ЛЭП и элементы обработки в. ч. каналов производства Электроремонтного завода Ростовэнерго, Госэнергоиздат, 1961.

19. Новая 12-канальная аппаратура в. ч. телефонирования по воздушным линиям связи типа В-12-2, Связьиздат, 1959.

20. Поляк М. У., Егоров К. П., Ким Л. Т., Лопушнян Ю. Г., Многоканальная система КРР-30/60 для телефонной связи на короткие расстояния, Связьиздат, 1960.

21. Бабаев Н. Т., Малышев А. И., Многоканальная высокочастотная аппаратура телеизмерения типа ТМД/П-6, Высокочастотная аппаратура и устройства автоматики и телемеханики производства Электроремонтного завода Ростовэнерго, Госэнергоиздат, 1959.

22. Геронимус Ц. Е., Упрощенная аппаратура уплотнения проводных цепей связи для передачи телемеханических сигналов, ЦНИЭЛ, Информационные материалы № 6, Госэнергоиздат, 1955.

23. Белянин В. Е., Мартынов Г. К., Радвилович Н. М., Соколов В. Б., Одноканальная в. ч. аппаратура телеуправления и телесигнализации по линиям 400 *кв*. Труды ЦНИЭЛ, вып. II, Госэнергоиздат, 1954.

Жуховицкий Борис Яковлевич
Сигналы телемеханики и их преобразования, М.—Л., Госэнергоиздат, 1963, 96 с. с черт. („Библиотека по автоматике", вып. 81)

Редактор *А. А. Каплер* Техн. редактор *Н. И. Борунов*

Сдано в набор 29/IV 1963 г. Подписано к печати 10/VII 1963 г.
Т-05886 Бумага 84×108[1]/[32] 4,92 печ. л. Уч.-изд. л. 6,1
Тираж 14 500 экз. Цена 31 коп. Зак. 230

Типография № 1 Госэнергоиздата. Москва, Шлюзовая наб., 10.

Цена 31 коп.